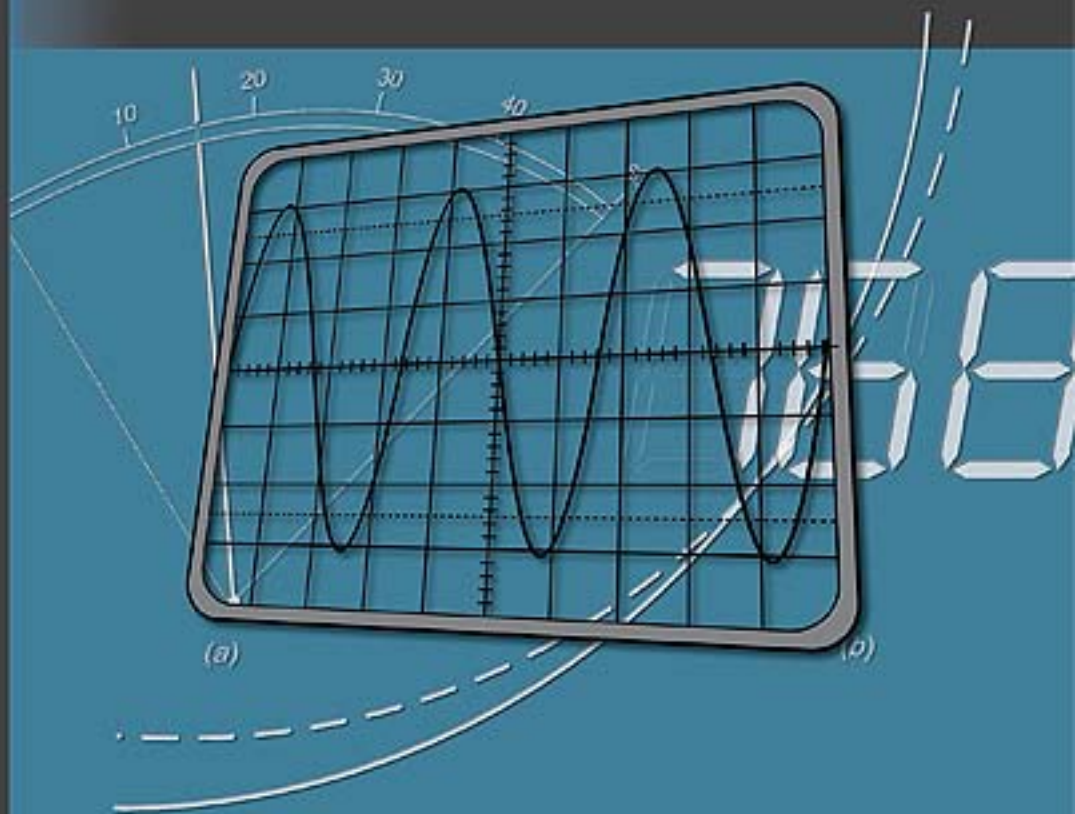


Instrumentos electrónicos básicos

Ramón Pallás Areny



Instrumentos Electrónicos Básicos

Ramón Pallás Areny

Instrumentos Electrónicos Básicos

Ramón Pallás Areny

Escuela Politécnica Superior de Castelldefels (EPSC)
Universidad Politécnica de Cataluña (UPC)
Barcelona, España

Instrumentos Electrónicos Básicos



Autor:

© **Ramon Pallàs Areny**

Composición de portada:

Idoia Capdevila

Maquetación:

Ruf Martín

Coordinador editorial:

Carles Parcerisas

© Reservados todos los derechos de publicación, reproducción, préstamo, alquiler o cualquier otra forma de cesión del uso de este ejemplar de la presente edición española por

MARCOMBO S.A., 2006

Gran Via de les Corts Catalanes, 594

08007 Barcelona, España

Queda prohibida, salvo excepción prevista en la ley, cualquier forma de reproducción, distribución, comunicación pública y transformación de esta obra sin contar con autorización de los titulares de la propiedad intelectual. La infracción de los derechos mencionados puede ser constitutiva de delito contra la propiedad intelectual (arts. 270 y siguientes, Código Penal). El Centro Español de Derechos Reprográficos (www.cedro.org) vela por el respeto de los citados derechos.

ISBN: 84-267-1390-4

D.L.:

Impreso en España

Printed in Spain

DATOS DE CATALOGACIÓN BIBLIOGRÁFICA

Ramon Pallàs Areny

Instrumentos Electrónicos Básicos

Primera edición

ISBN: 84-267-1390-4

Materia: 621.38 (Electrónica)

Formato: 170 x 240 mm

Páginas: 336

Amigo lector:

La obra que usted tiene en sus manos posee un gran valor. En ella, su autor ha vertido conocimientos, experiencia y mucho trabajo. El editor ha procurado una presentación digna de su contenido y está poniendo todo su empeño y recursos para que sea ampliamente difundida, a través de su red de comercialización.

Usted puede obtener fotocopias de las páginas del libro para su uso personal. Pero desconfíe y rehúse cualquier ejemplar "pirata" o fotocopia ilegal del mismo porque, de lo contrario, contribuiría al lucro de quienes, consciente o inconscientemente, se aprovechan ilegítimamente del esfuerzo del autor y del editor.

La reprografía indiscriminada y la piratería editorial, no solamente son prácticas ilegales, sino que atentan contra la creatividad y contra la difusión de la cultura.

**PROMUEVA LA CREATIVIDAD
RESPETE EL DERECHO DE AUTOR**

Agradecimientos

A la Universidad Politécnica de Cataluña (UPC) por la licencia sabática concedida al autor durante el curso 2005-06, y que incluía la escritura de este libro como uno de los objetivos de su plan de trabajo.

A Josep Maria Boixareu Vilaplana, quien dirigía esta editorial cuando en 1987 publicó una versión previa de este libro, que fue el primero del autor. Sus consejos y apoyo contribuyeron a que a aquel libro siguieran otros en castellano, catalán e inglés, uno de los cuales ha sido traducido al chino. Su paciencia ha permitido que el presente libro viera la luz. Gracias por todo, y en particular por la amistad probada.

A Óscar Casas, alumno brillante, y ahora profesor no menos brillante, colaborador inmediato y amigo del autor, que ha formulado múltiples sugerencias para mejorar el manuscrito. Pocas sensaciones son más gratas que la de sentir que uno ha hecho alguna vez algo realmente útil en esta vida. Para quienes nos dedicamos a la enseñanza, ¿puede haber algo más útil que lograr que los discípulos sean capaces de mejorar nuestras obras?

A Josep Jordana y Manel Gasulla, colaboradores del autor y compañeros en las tareas docentes en la Escuela Politécnica Superior de Castelldefels, por los comentarios sobre su experiencia en el uso de un borrador de los primeros capítulos en sus clases.

A todos quienes han depositado alguna vez su confianza en el autor, y en particular a aquellos que cuando eran alumnos fueron comprensivos con sus limitaciones y ahora como profesionales le honran con su amistad.

Ramón Pallás Areny

A.M.D.G.

Índice general

Prólogo.....	XV
1. Introducción a los instrumentos de medida electrónicos.....	1
1.1 Señales eléctricas analógicas y digitales.....	1
1.1.1 Conversión analógico-digital	2
1.1.2 Conversión digital-analógica	7
1.2 Conceptos básicos sobre medidas e instrumentos de medida.....	8
1.2.1 Estructura general de un instrumento de medida electrónico	10
1.2.2 Presentación analógica y presentación digital.....	11
1.2.3 Métodos de medida: medidas directas e indirectas	13
1.2.4 Características de funcionamiento de los instrumentos de medida.....	15
1.2.5 Especificación de las características metrológicas y de funcionamiento de los instrumentos de medida	21
1.3 Incertidumbre en las medidas.....	25
1.3.1 Enfoque tradicional: exactitud y precisión, error sistemático y error aleatorio	25
1.3.2 Enfoque basado en la incertidumbre	30
1.3.3 Estimación de la incertidumbre de medida en una medida directa única	32
1.3.4 Estimación de la incertidumbre de medida en medidas indirectas y en medidas por observaciones repetidas.....	33
1.4 Las unidades de medida y sus símbolos	40
1.5 Expresión del resultado de una medida	46
1.5.1 Reglas para redondear los valores numéricos	46
1.5.2 Reglas para escribir los valores numéricos	48
1.5.3 Reglas para expresar el valor de las unidades.....	49
Cuadro 1.1 Definición de algunas unidades comunes en ingeniería eléctrica y de telecomunicación, y sus patrones.....	50
2. Fuentes de alimentación	53
2.1 Función y tipos de fuentes de alimentación	53
2.2 Esquema de bloques de las fuentes de alimentación	57
2.2.1 Fuentes de alimentación lineales.....	57
2.2.2 Fuentes de alimentación conmutadas	62

2.2.3	Fuentes de tensión con detección remota	63
2.2.4	Fuentes de corriente	64
2.3	Especificaciones de las fuentes de alimentación	65
2.4	Fuentes de alimentación múltiples	71
2.5	Interferencias en sistemas de alimentación	75
Cuadro 2.1	Baterías, pilas y acumuladores	81
Cuadro 2.2	Seguridad eléctrica en instrumentos electrónicos	83
Cuadro 2.3	Transitorio al apagar una fuente de tensión	86
Cuadro 2.4	Sistemas de designación de cables.....	87
Cuadro 2.5	Aislamiento en transformadores	88
Cuadro 2.6	Tipos de circuitos de salida.....	90
Cuadro 2.7	Calidad en la red de baja tensión.....	92
3.	Multímetros digitales.....	93
3.1	Función y tipos de multímetros digitales.....	93
3.2	Esquema de bloques de un multímetro digital.....	96
3.3	Convertidores analógico–digitales	99
3.3.1	Convertidores A/D de doble rampa.....	100
3.3.2	Convertidores A/D de aproximaciones sucesivas	102
3.4	Circuitos de entrada de los multímetros digitales	104
3.4.1	Atenuador–amplificador	105
3.4.2	Convertidores corriente–tensión	106
3.4.3	Convertidores resistencia–tensión.....	108
3.4.4	Convertidores alterna–continua	110
3.5	Incertidumbre en los multímetros digitales	116
3.5.1	Incertidumbre instrumental en los multímetros digitales	116
3.5.2	Componentes de la incertidumbre debidas al método de medida	121
3.5.3	Rechazo de tensiones de modo serie y de modo común	125
Cuadro 3.1	Polímetros analógicos.....	131
Cuadro 3.2	Vatímetros industriales.....	133
Cuadro 3.3	Vatímetros de RF	136
Cuadro 3.4	Tipos de circuitos de entrada	138
4.	Generadores y sintetizadores de señal	139
4.1	Función y tipos de generadores de señal	139
4.2	Generadores de funciones.....	140
4.3	Generadores de pulsos	148
4.4	Sintetizadores de frecuencia.....	150
4.4.1	Síntesis directa	151
4.4.2	Síntesis indirecta	152

4.4.3	Síntesis digital directa.....	154
4.5	Generadores de ondas con forma arbitraria.....	157
5.	Osciloscopios.....	161
5.1	Función y tipos de osciloscopios.....	161
5.2	Esquema de bloques de los osciloscopios.....	166
5.2.1	Osciloscopios analógicos.....	167
5.2.2	Osciloscopios digitales.....	168
5.3	Tubos de rayos catódicos para osciloscopios analógicos.....	170
5.3.1	Generación del haz.....	171
5.3.2	Enfoque.....	172
5.3.3	Desviación.....	173
5.3.4	Postaceleración.....	174
5.3.5	Pantalla y retículas.....	175
5.4	Sistema de desviación vertical.....	176
5.4.1	Escala y posición vertical.....	178
5.4.2	Canales múltiples.....	181
5.5	Sistema de desviación horizontal en osciloscopios analógicos.....	184
5.5.1	Generador de barrido.....	184
5.5.2	Circuito de disparo.....	186
5.5.3	Amplificador de desviación horizontal.....	188
5.5.4	Bases de tiempos dobles.....	189
5.5.5	Cursores y medidas digitales.....	190
5.5.6	Funcionamiento en modo X-Y.....	191
5.6	Captura y disparo en osciloscopios digitales.....	193
5.6.1	Modos de adquisición.....	196
5.6.2	Modos de disparo.....	197
5.7	Sondas para osciloscopio.....	198
5.7.1	Sondas de tensión pasivas.....	198
5.7.2	Sondas de tensión activas.....	204
5.7.3	Sondas de corriente.....	205
Cuadro 5.1	Compatibilidad entre señales e instrumentos.....	206
6.	Frecuencímetros y contadores.....	213
6.1	Función y tipos de frecuencímetros.....	213
6.2	Esquema de bloques de un frecuencímetro-contador.....	215
6.3	Circuitos de entrada y puerta.....	217
6.4	Base de tiempos.....	223
6.5	Modos de funcionamiento.....	226
6.5.1	Totalización.....	227

6.5.2	Medida de frecuencia directa	227
6.5.3	Medida de relación de frecuencias	228
6.5.4	Medida de periodos. Contadores recíprocos	229
6.5.5	Medida de intervalos de tiempo	233
6.5.6	Medida de anchura de pulsos	235
6.5.7	Autocomprobación	235
6.6	Contadores especiales	236
6.6.1	Contadores con preselector	236
6.6.2	Contadores para alta frecuencia	238
6.7	Incertidumbre en frecuencímetros y contadores	241
6.7.1	Incertidumbre instrumental en frecuencímetros y contadores	241
6.7.2	Incertidumbre en modo frecuencia	245
6.7.3	Incertidumbre en modo periodo	247
6.7.4	Incertidumbre en modo intervalo de tiempo	248
7.	Medidores de impedancia	253
7.1	Función y tipos. Concepto de impedancia eléctrica	253
7.2	Circuitos equivalentes serie y paralelo	257
7.3	Características de los componentes pasivos reales	260
7.3.1	Resistores	260
7.3.2	Condensadores	262
7.3.3	Inductores	265
7.3.4	Transformadores	267
7.4	Métodos de medida por desviación	268
7.5	Métodos de medida por detección de nulo	273
7.6	Métodos de medida por resonancia	275
7.7	Incertidumbre en las medidas de impedancia	276
Cuadro 7.1	Analizadores de redes	278
Cuadro 7.2	Puentes de alterna	282
	Bibliografía	285
	Anexo I. Sugerencias para utilizar este libro	289
	Anexo II. Problemas habituales al utilizar instrumentos de medida electrónicos	293
	Anexo III. Acrónimos y siglas usados en este libro	299
	Índice alfabético	303

Prólogo

El desarrollo de la electrónica y sus aplicaciones nos ha llevado desde una sociedad basada en el consumo intensivo de energía y recursos naturales hasta una civilización basada en la información, el proceso de datos y la comunicación, y donde el desarrollo sostenible empieza a ser una prioridad. A la vez, dentro de la economía, el sector servicios ha adquirido una mayor importancia en todos los países desarrollados, manifestada por ejemplo en una mayor producción de equipos de medida, control y comunicaciones frente a los de generación de energía y de fabricación. La globalización ha ido desplazando los centros de producción hacia países menos desarrollados, y ahora empieza a desplazar también los centros de diseño, aumentando así las necesidades de control de calidad de los productos y servicios recibidos en los países importadores.

En todas las épocas, los cambios tecnológicos han producido cambios en la educación. Desde hace unos años, en la mayoría de las enseñanzas técnicas, incluida la electrónica, se ha extendido la formación permanente, sea presencial o a distancia. El objetivo es doble: evitar la prematura obsolescencia de quienes han sido formados en tecnologías de rápida evolución (y gran importancia para la economía), y reeducar a los desplazados por la automatización y las crisis en sectores industriales específicos. La implantación del Espacio Europeo de Educación Superior (EEES), con una organización de la enseñanza basada en el trabajo del alumno más que en las clases expositivas, contribuye también a la demanda de recursos para el aprendizaje en régimen autónomo.

La enseñanza de la instrumentación electrónica hay que considerarla en este contexto. La instrumentación es la ciencia y la tecnología de las medidas; como ciencia, estudia los métodos de medida; como tecnología, estudia la realización de las medidas. La instrumentación electrónica se basa en principios electrónicos. Este libro trata sobre los instrumentos básicos para medir las magnitudes eléctricas comunes: tensión, corriente, impedancia y frecuencia. Los instrumentos que miden magnitudes no eléctricas utilizan *sensores* que obtienen señales eléctricas a partir de magnitudes de otra índole (mecánica, térmica, magnética, química, radiación).

El carácter intensivo de algunos cursos, la brevedad del periodo de formación de algunos técnicos, y la preponderancia que se da a la teoría en otros casos, han relegado a veces la enseñanza de la instrumentación electrónica a un simple manejo de los instrumentos de laboratorio básicos, o a un conocimiento de la instrumentación virtual. La utilización correcta de los instrumentos sólo se aprende ciertamente mediante su manejo, pero un manejo correcto exige un conocimiento de los principios de funcionamiento de los instrumentos y de sus posibilidades, limitaciones y aplicaciones. Algunos de estos aspectos sólo se pueden conocer mediante un estudio detallado de los manuales de los fabricantes, pero hay un conjunto de conceptos generales que son fundamentales y que no siempre quedan explícitamente recogidos en dichos manuales. Por otra parte, a veces conviene tener a mano una guía rápida para elegir uno u otro instrumento a partir del análisis de sus especificaciones, o para evaluar una determinada conexión entre equipos.

Este libro enseña el funcionamiento de los instrumentos electrónicos básicos desde el punto de vista del usuario interesado en sacarles el máximo provecho, sin preocuparse por los detalles de su construcción interna. Los instrumentos se describen mediante esquemas de bloques funcionales (no bloques de circuitos) y circuitos equivalentes de entrada o salida. Se consideran los instrumentos de banco de laboratorio más que los instrumentos basados en un PC—tarjetas insertadas en el PC o módulos conectados a éste mediante un bus estándar (USB, por ejemplo)— porque la funcionalidad de estos últimos es muy limitada. Los datos que se ofrecen sobre instrumentos (especificaciones) sólo pretenden ser una guía, y no son el fruto de una búsqueda exhaustiva, que por lo demás pronto sería obsoleta. Se analizan con detalle la incertidumbre de la medida (con varios ejemplos de cálculo) y la reducción de interferencias que permitan garantizar la calidad de las mediciones, de acuerdo con las exigencias de las normas ISO 9000 y 14000. Para guiar al lector según su formación previa, objetivos de aprendizaje y grado de interés por los instrumentos, el Anexo I define seis posibles itinerarios de lectura. Los resultados óptimos se obtendrán si el estudio del libro va acompañado de prácticas de laboratorio.

La secuencia en que se presentan los temas es la más indicada para principiantes que no tengan experiencia previa en el uso de instrumentos de

laboratorio: tras una introducción a los conceptos de metrología fundamentales, se estudian, en sendos capítulos, las fuentes de alimentación, multímetros digitales, generadores de señal, osciloscopios, frecuencímetros y medidores de impedancia. En cada tema hay una introducción editorial que lo enmarca en el conjunto de la obra. Diversos cuadros insertados en puntos específicos del texto permiten ampliar conceptos que por su interés histórico, especialización o nivel más avanzado, complementan el material básico. Se ha intentado que, en la medida de lo posible, cada capítulo fuera autocontenido. Por ello se ha preferido repetir algunos conceptos antes que remitir el lector a otras partes del libro. Se han incluido las fuentes de alimentación porque son unos de los primeros instrumentos que usan los estudiantes, y también el primero que les causa problemas, cuando no una frustración que acaba en aversión total hacia el diseño físico. El Anexo II recoge varias recomendaciones para identificar y evitar algunos problemas habituales en la utilización de los instrumentos electrónicos.

Aunque el libro está dedicado a los instrumentos básicos, dentro de éstos se han incluido algunas consideraciones sobre modelos avanzados. No se ha intentado cubrir todos los instrumentos que son básicos en algún sector, porque ello hubiese incrementado excesivamente el número de páginas. Instrumentos como los analizadores de espectro, que son esenciales en RF, los analizadores lógicos, imprescindibles en electrónica digital, y los vatímetros trifásicos, comunes en electrónica industrial, han quedado fuera, porque se ha preferido que no sobrara mucho de lo escrito, antes que intentar cubrir todas las posibles necesidades de los lectores.

Para facilitar su adopción como libro de texto, en el sitio web del libro (en www.marcombo.es) hay cuestiones, ejercicios, problemas, varias ideas para prácticas de laboratorio, y otros recursos para estudiantes y profesores. En términos generales, se ha optado por ubicar en el sitio web del libro aquel material que no es necesario tener a mano para su consulta rápida; información adicional que se juzgue interesante, como pueden ser nuevos cuadros; y la fe de erratas (sólo los libros nunca escritos están libres de ellas). A los profesores que adopten el libro como texto se les ofrecen los originales de las figuras para que puedan preparar transparencias para sus clases, las respuestas a las cuestiones, y las soluciones de los ejercicios y

problemas. El sitio está abierto a colaboraciones, que serán debidamente reconocidas.

Para sacar provecho de este libro bastan unos conocimientos elementales sobre el análisis de circuitos lineales y, en menor medida, sobre el amplificador operacional ideal. Se han evitado los desarrollos matemáticos largos y la sobreabundancia de fórmulas. En ningún caso es imprescindible comprender una deducción matemática para extraer las conclusiones de una fórmula.

Para facilitar la identificación de los conceptos, los términos nuevos están en cursiva la primera vez que aparecen en el texto junto a su definición explícita o implícita. Allí donde ha parecido oportuno, se ha incluido entre paréntesis (y en cursiva) el término en inglés equivalente. Estos y otros términos ingleses, y sus equivalentes en castellano, están recogidos en el índice alfabético al final del libro, que de esta forma sirve también como breve glosario. Aunque en general se ha seguido la terminología de las normas técnicas, se ha preferido utilizar la propia para describir los tipos de circuitos de entrada y de salida. El Anexo III recoge los acrónimos y siglas utilizados en el libro. Para simplificar las figuras, los cruces de líneas no implican una conexión si ésta no está indicada con un punto negro grueso.

Dado que gran parte del material expuesto está basado en normas técnicas y en notas de aplicación y de producto de los principales fabricantes de instrumentos, se ha optado por no dar referencias en el texto, pues distraerían continuamente la atención del lector. Para que éste pueda profundizar en aquellos temas de su interés, al final del libro hay bibliografía específica por capítulos, además de una bibliografía general y las direcciones web de los principales fabricantes.

Esperamos que este libro sea útil a un numeroso grupo de usuarios de instrumentos de medida electrónicos. Las sugerencias para mejorarlo serán bien recibidas y agradecidas.

Barcelona, 7 de enero de 2006

Ramón Pallás Areny

1. Introducción a los instrumentos de medida electrónicos

Los instrumentos de medida electrónicos se emplean para medir magnitudes, normalmente eléctricas, que son parámetros que describen el comportamiento de componentes electrónicos pasivos y activos, o señales asociadas al funcionamiento de un componente, circuito, equipo o sistema eléctrico o electrónico. Este capítulo trata sobre los conceptos y especificaciones comunes a todo sistema de medida de magnitudes eléctricas y, en particular, sobre la incertidumbre en los resultados de las mediciones, comparando las recomendaciones actuales con el enfoque tradicional, basado en el “valor verdadero” y el análisis de los errores.

1.1 Señales eléctricas analógicas y digitales

Una *señal* es una alteración que se introduce o que aparece en el valor de una magnitud cualquiera y que sirve para transmitir información. Las señales sin información o función útil se denominan *ruido* si proceden del propio canal o camino a través del cual se transmite la información, e *interferencias* si proceden de otro canal. El ruido y las interferencias dificultan la obtención de la información transmitida por las señales.

Una *señal eléctrica* es una alteración en una tensión, corriente, potencia u otra magnitud eléctrica empleada para transmitir información. Una señal eléctrica puede ser generada directamente en forma eléctrica, o puede proceder de un *transductor* que la obtiene a partir de una señal no eléctrica. Las señales eléctricas pueden ser analógicas o digitales. Las *señales analógicas* pueden tomar cualquier valor dentro de un rango determinado y pueden ser continuas (figura 1.1a) o discontinuas (figura 1.1b), en cuyo caso existen sólo en instantes concretos, no necesariamente equidistantes. La información puede estar en la amplitud o en otro parámetro, como la frecuencia o la fase. Las *señales digitales* sólo pueden tomar uno de los valores de un conjunto discreto, normalmente dos valores designados como “uno digital” (1) y “cero digital” (0). La información puede estar en la secuencia de unos y ceros (*señal [en formato] serie*) (figura 1.1c) o en la combinación de unos y ceros en un conjunto de líneas eléctricas en un momento dado (*señal [en formato] paralelo*) (figura 1.1d). Hay sistemas de comunicación con modu-

laciones mixtas, que emplean, por ejemplo, señales analógicas con sólo dos frecuencias, una para representar el “1” y otra para representar el “0”; otros sistemas emplean señales digitales donde la información está en la duración temporal (continua) del nivel designado como uno o como cero.

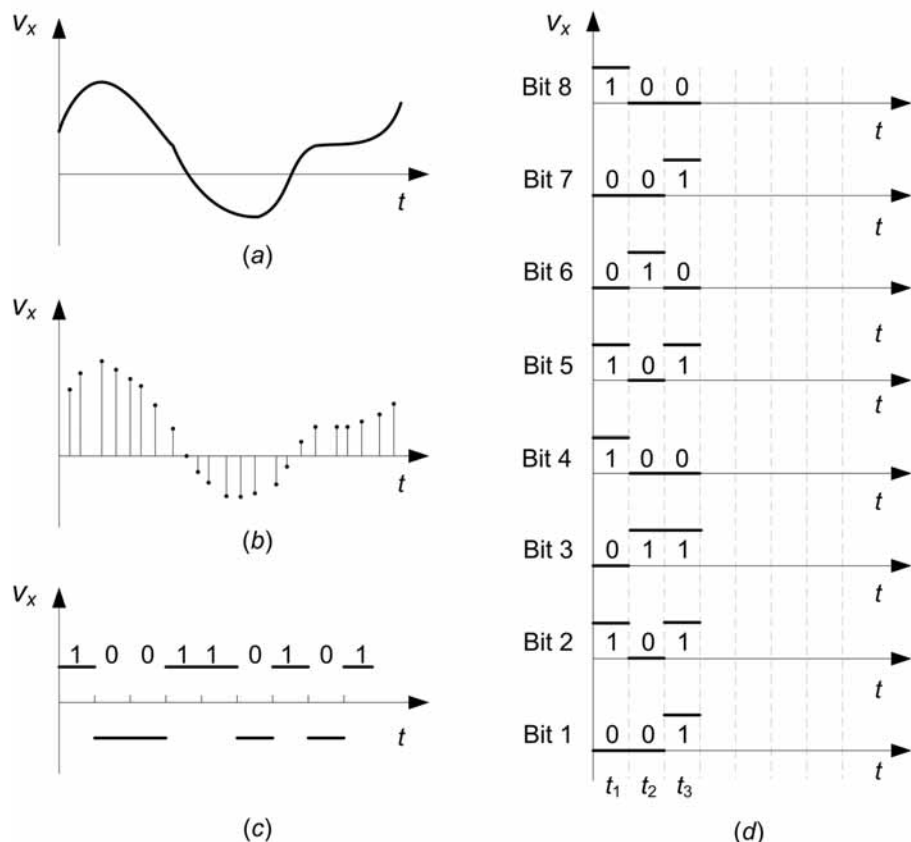


Figura 1.1 Ejemplos de señales: (a) analógica continua, (b) analógica discontinua, (c) digital en formato serie y (d) digital en formato paralelo.

1.1.1 Conversión analógico-digital

La información se procesa habitualmente en forma digital. Un digitalizador o *convertidor analógico-digital* (CAD, ADC en inglés) obtiene una señal digital a partir de la amplitud de una señal analógica, normalmente una tensión. En muchos CADs la tensión de entrada se aplica entre el terminal de entrada y el terminal de masa (punto de referencia para las medidas de ten-

sión y sumidero para la corriente) (figura 1.2a); se dice entonces que el CAD tiene entrada asimétrica (*single-ended input*, en inglés). En otros modelos, la tensión de entrada se aplica entre dos terminales, ninguno de los cuales es el de masa (figura 1.2b); se dice entonces que el CAD tiene entrada diferencial. Los valores máximo ($V_{\text{máx.}}$) y mínimo ($V_{\text{mín.}}$) aceptables para V_x dependen de las tensiones de alimentación, V_{s+} y V_{s-} , y de la tecnología del convertidor. Ninguna de las tensiones aplicadas, medidas con respecto a masa, puede ser mayor que V_{s+} o menor que V_{s-} .

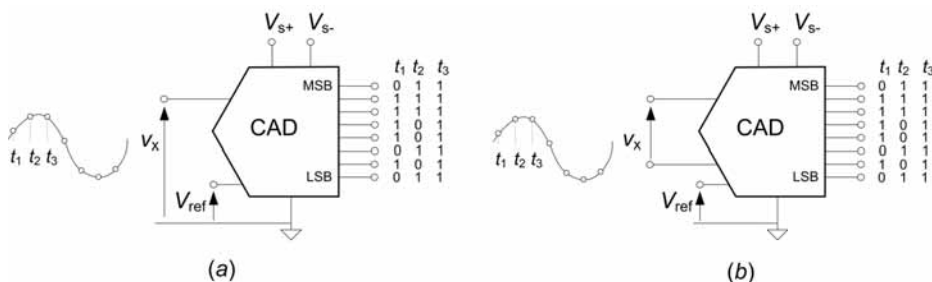


Figura 1.2 Un convertidor analógico-digital directo obtiene un código digital comparando la tensión de entrada, asimétrica (a) o diferencial (b), con una tensión de referencia en instantes de tiempo concretos.

Digitalizar equivale a comparar la tensión V_x que se va a convertir, con una serie de niveles de tensión fijos que definen varios intervalos de tensión, cada uno de los cuales tiene asignado un código digital específico (un conjunto de unos y ceros), en formato serie o paralelo. Los niveles de comparación se obtienen a partir de una tensión continua de referencia V_{ref} , que ha de ser muy estable con el tiempo, la temperatura y la tensión de alimentación. Si se dispone de N símbolos binarios (uno y cero) para expresar la salida, se pueden formar 2^N códigos (o palabras) diferentes, de modo que hacen falta $2^N - 1$ niveles de comparación, que determinan 2^N intervalos de tensión. Se dice entonces que el convertidor tiene una *resolución* de N bits. El dígito binario (*bit*) con menor peso en una palabra (o código) digital, se denomina *bit menos significativo* (LSB, del inglés *least significant bit*), mientras que el bit con mayor peso se denomina *bit más significativo* (MSB, *most significant bit*).

El código digital asignado a una tensión concreta es el correspondiente al intervalo definido por los niveles de tensión inmediatamente inferior y

superior a dicha tensión. Si los niveles son equidistantes, que es lo habitual en instrumentación (en comunicaciones se emplean reglas de cuantificación logarítmicas), los intervalos tienen un ancho uniforme, denominado *intervalo de cuantificación*, Q ,

$$Q = \frac{V_{\text{ref}}}{2^N} \quad (1.1)$$

En un CAD, $Q = 1 \text{ LSB}$.

Un método para asignar los códigos es asignar el primero a las tensiones entre 0 y Q , el segundo a las tensiones entre Q y $2Q$, etc. (figura 1.3a). Con este método, si $V_{\text{mín.}} = 0 \text{ V}$, a una tensión V_x se le asigna el código número

$$D_x = \text{ent} \left(\frac{V_x}{V_{\text{ref}}} 2^N \right) + 1 \quad (1.2)$$

donde $\text{ent}(a)$ designa el mayor entero menor o igual que a , D_x está entre 1 y 2^N (no entre 0 y 2^N , porque sólo puede haber 2^N códigos, aunque el primer código puede ser desde luego el 0000...0), y $V_x < V_{\text{ref}}$. Todas las tensiones mayores de $(2^N - 1)Q$ son asignadas al código superior (2^N). En el código binario natural, el primer código es 000...0 y el código superior es 111...1.

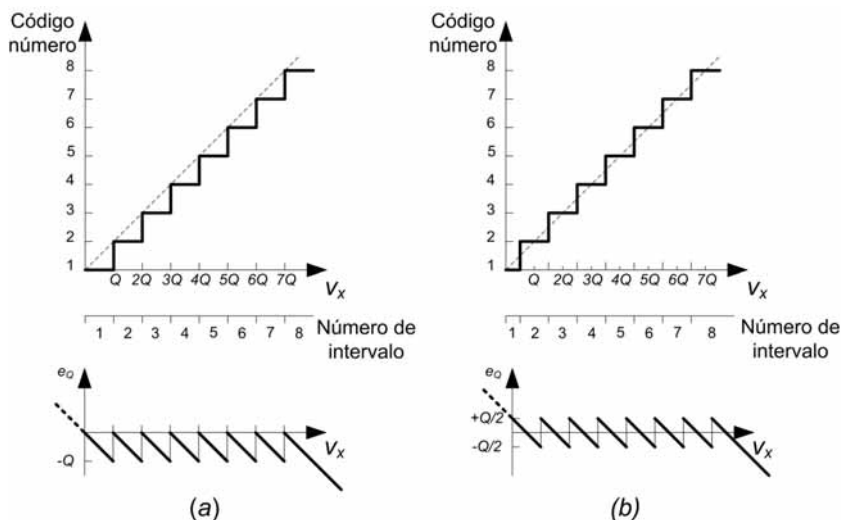


Figura 1.3 Cuantificación y ruido de cuantificación (e_Q) en un CAD: en el caso (b) hay un desplazamiento de $Q/2$ en la asignación de códigos respecto al caso (a).

Un método alternativo es asignar el primer código a las tensiones entre 0 y $Q/2$, el segundo a las tensiones entre $Q/2$ y $3Q/2$, etc. (figura 1.3b). Si $V_{\min.} = 0$ V, a una entrada V_x le corresponde entonces el código número

$$D_x = \text{ent} \left(\frac{V_x}{V_{\text{ref}}} 2^N + \frac{1}{2} \right) + 1 \quad (1.3)$$

y a todas las tensiones de entrada superiores a

$$V_M = V_{\text{ref}} - Q - \frac{Q}{2} = (2^N - 3/2)Q \quad (1.4)$$

se las asigna el código superior (2^N). El primer intervalo tiene una anchura $Q/2$, el último $3Q/2$, y el resto Q .

Por ejemplo, si $V_{\text{ref}} = 4$ V y $N = 3$ (un valor muy inferior a los habituales, pero valga como ejemplo), los siete niveles de tensión de comparación, los ocho intervalos de la tensión de entrada y el código binario natural correspondiente, para cada uno de los dos métodos de asignación anteriores, son los indicados en la figura 1.4.

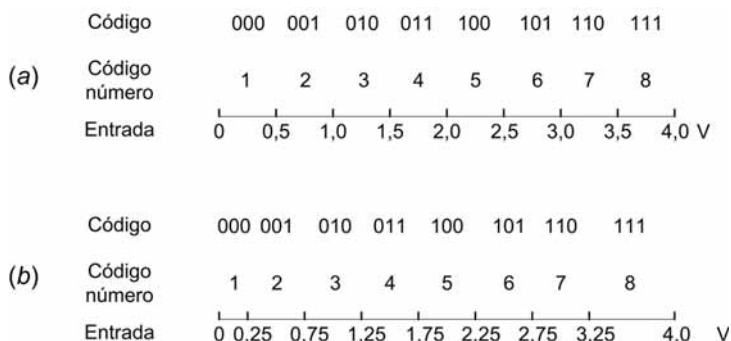


Figura 1.4 Intervalos de entrada, niveles de comparación y códigos (binario natural) en un hipotético CAD de 3 bits cuya tensión de referencia es de 4 V, según cuál sea el método de asignación de códigos.

Dado que a todas las tensiones de entrada cuyo valor esté entre dos niveles contiguos se las asigna el mismo código, hay una discrepancia entre la significación de un código de salida y la tensión real de entrada, salvo en los niveles de transición. Esta discrepancia se puede achacar a un *ruido de cuantificación* superpuesto a la entrada y cuya amplitud máxima es Q . Pero

evidentemente la discrepancia es una consecuencia del proceso de cuantificación, no de la entrada, e implica que a partir de un código de salida sólo se puede conocer la entrada con una incertidumbre de $\pm Q/2$. Visto de otra forma, una entrada ligeramente superior al umbral correspondiente a una transición de nivel daría el código siguiente, es decir, incrementaría en una unidad el LSB de dicho código. Así, en el ejemplo de la figura 1.4b, el código 101 lo puede haber producido cualquier tensión entre 2,25 V y 2,75 V. Esta indeterminación disminuye al aumentar el número de bits. Hay CADs de hasta 24 bits (o más en modelos especiales), pero, como regla general, cuanto mayor sea la velocidad de cambio de una señal más difícil será digitalizarla con muchos bits.

Algunos convertidores A/D emplean la tensión de referencia para obtener internamente una tensión mayor (o menor) y la utilizan para definir los niveles de tensión de comparación. En estos casos hay que sustituir V_{ref} en las fórmulas anteriores por dicha tensión.

Los *convertidores A/D indirectos* obtienen, a partir de la amplitud de la señal analógica de entrada, otra señal analógica intermedia, por ejemplo la anchura de un pulso. La duración de este pulso se determina con un contador de tiempo, cuya salida está también cuantificada pues al contar los pulsos de una señal en un intervalo de tiempo predeterminado hay una indeterminación de una cuenta. Normalmente no se cuentan los pulsos completos sino los flancos (ascendentes o descendentes), y la señal que se cuenta es asíncrona con la señal que marca el inicio y el final del proceso (figura 1.5). Puede suceder entonces que se acabe el tiempo de contar justo cuando estaba a punto de llegar un nuevo pulso, o cuando acababa de llegar un pulso. Se dice entonces que hay una indeterminación de ± 1 , para dar a entender que si el resultado es N , también podía haber sido $N + 1$ (o $N - 1$; pero si se obtiene $N + 1$, no se puede obtener $N - 1$). Si el proceso de contar se inicia de forma síncrona con un flanco concreto de la señal de entrada, también hay una indeterminación de ± 1 , porque siempre habrá dos señales de frecuencias muy próximas para las que el tiempo de contar acabará justo antes de que llegue un nuevo flanco de la entrada, o justo después de que haya llegado (figura 1.6): los resultados diferirán en una cuenta a pesar de que las frecuencias sean muy próximas.

Para digitalizar las señales analógicas cuya información esté en su frecuencia o periodo, se puede medir dicha frecuencia o periodo mediante un contador digital, después de acondicionar la amplitud de la señal para que tenga sólo dos niveles de tensión compatibles con los niveles lógicos del contador (Capítulo 6).

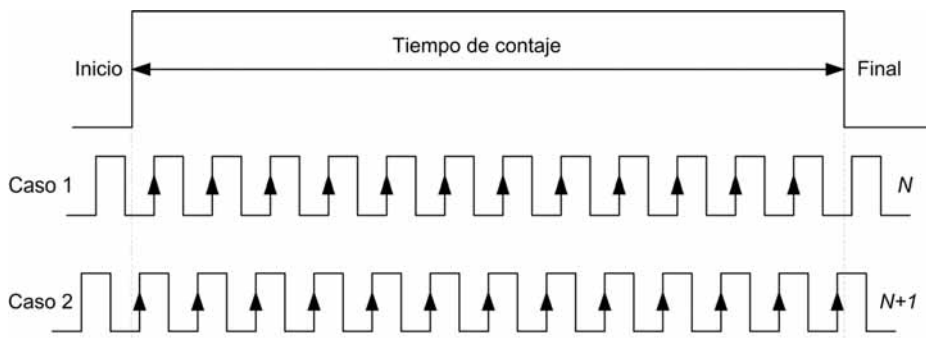


Figura 1.5 Indeterminación al contar una señal durante un tiempo asíncrono respecto a la señal. El número de pulsos es el mismo en los dos casos, pero el resultado de contarlos es distinto.

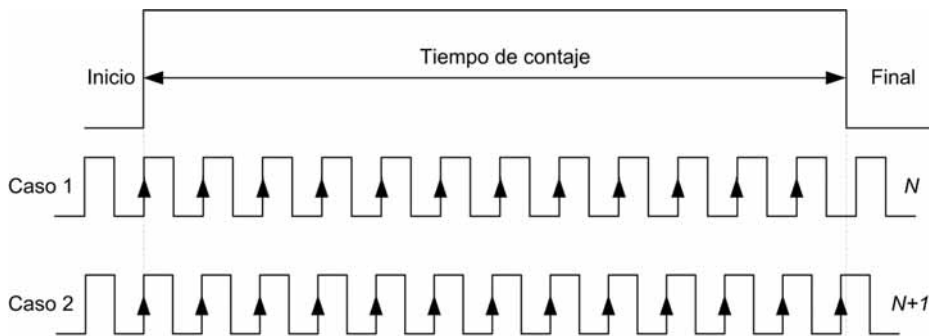


Figura 1.6 Indeterminación al contar una señal durante un tiempo fijo: incluso si se empieza a contar sincrónicamente con la señal desconocida, dos trenes de pulsos con frecuencias ligeramente distintas dan resultados que difieren en una "cuenta", que es más de lo que difieren realmente.

1.1.2 Conversión digital-analógica

Un convertidor digital-analógico (CDA) entrega una salida analógica (tensión o corriente) equivalente a un código digital aplicado a su entrada. La regla de equivalencia depende de la ponderación que tenga cada bit del código digital. Para el código binario natural, el peso del MSB es $1/2$ y el peso

de los demás bits es siempre la mitad del peso del bit anterior. Si el código de entrada tiene N bits y la salida es una tensión, su valor será

$$V_o = \left(\frac{B_N}{2} + \frac{B_{N-1}}{2^2} + \frac{B_{N-2}}{2^3} + \dots + \frac{B_2}{2^{N-1}} + \frac{B_1}{2^N} \right) \times V_{\text{ref}} \quad (1.5)$$

donde $B_i \in \{0, 1\}$. La sucesión continua y ordenada de los códigos digitales desde 00...0 hasta 11...1 produce una señal con forma de rampa escalonada. Hay también, pues, una cuantificación porque a la salida sólo se pueden obtener 2^N valores de tensión distintos.

Para obtener una señal analógica a partir de una señal digital cuya información está en la duración temporal (continua) del nivel designado como uno o como cero, basta filtrar paso-bajo la señal digital para obtener su valor medio.

1.2 Conceptos básicos sobre medidas e instrumentos de medida

Medir es asignar un valor numérico a una magnitud concreta (tensión, corriente, potencia, resistencia...), de acuerdo con una regla predeterminada que esté basada en la experimentación (no exclusivamente en el raciocinio o la arbitrariedad, como sucede en la asignación de un PIN o un número de teléfono). Toda medida implica cuando menos tres funciones (figura 1.7): 1) detectar la magnitud de interés, empleando si hace falta un transductor, o un *sensor* que ofrezca una señal eléctrica útil a partir de la señal de entrada; 2) procesar la señal obtenida por el detector para extraer la información deseada y ofrecerla al indicador en forma de una señal adecuada; y 3) presentar la lectura, almacenarla, o transmitirla, o varias acciones a la vez. Además, el componente, circuito, equipo o sistema donde se mide puede necesitar una excitación que permita obtener de él la respuesta (magnitud) que se desea analizar. En el caso de medidas eléctricas o electrónicas, hace falta una alimentación de energía eléctrica para cada uno de los subsistemas. El conjunto de elementos que constituye el camino que recorre la señal de medida desde la entrada hasta la salida, se denomina *cadena de medida*.

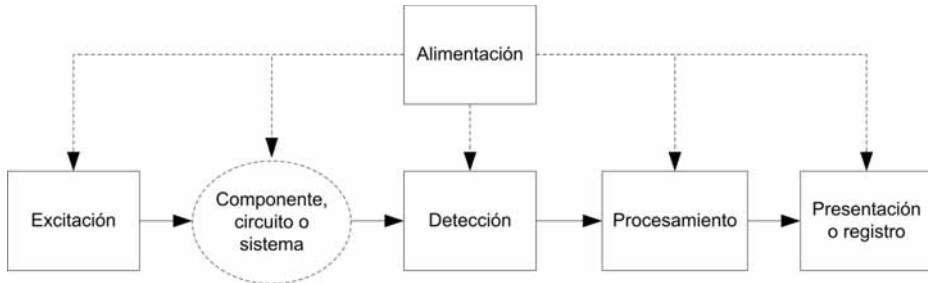


Figura 1.7 Las funciones básicas en cualquier instrumento de medida son la detección de la magnitud que interesa, el procesamiento de la señal del detector y la presentación de la señal de salida (lectura).

Ejemplo 1.1 Para medir tensiones entre 0 V y 100 mV con un voltímetro digital que tenga un CAD de 14 bits y cuya tensión de referencia es de 5 V, ¿cuánto se debe amplificar la tensión para poder aprovechar la resolución del CAD?

Para este CAD, de (1.1) resulta $Q = 0,3 \text{ mV}$. Si se aplica directamente la tensión de entrada al CAD, según (1.2) bastarán unos 334 códigos, es decir menos de 8 bits, por lo que se desaprovechan más de 6 bits. Si en cambio se amplifica la tensión de entrada por $5 \text{ V}/100 \text{ mV} = 50$, a la entrada máxima corresponderá el código más alto, y se utilizarán los 14 bits. El amplificador “procesa” la tensión de entrada para adaptarla a las posibilidades del CAD. Obsérvese que $\lg 50 \approx 6$, que son los 6 bits “ganados”.

Un *instrumento de medida* es un dispositivo diseñado para medir, solo o asociado con dispositivos suplementarios. Un instrumento de medida electrónico es un instrumento destinado a medir magnitudes eléctricas o no eléctricas utilizando medios eléctricos o electrónicos. Un *instrumento indicador* (o *instrumento visualizador*) incorpora una presentación analógica (continua o discontinua), digital o codificada. Un *instrumento generador o fuente* reproduce o suministra, de un modo permanente durante su utilización, uno o más valores conocidos de una magnitud dada. Es el caso, por ejemplo, de un generador de señal, un generador patrón de tensión o de corriente, y una resistencia eléctrica patrón. Los instrumentos generadores se denominan también *medidas materializadas* (*material measures*, en inglés), y la magnitud en cuestión, *magnitud suministrada*. El menor cambio del mensurando, o de la magnitud suministrada, que produce un cambio perceptible en la indicación, se denomina *resolución*.

Un instrumento de medida puede medir simultáneamente varias magnitudes y presentar valores de más de una magnitud, y también registrarlos. Tanto la presentación como el registro pueden consistir en una señal de sali-

da ilegible para un observador humano, pero capaz de ser interpretada por dispositivos adecuados. Los instrumentos de medida se emplean a veces en pruebas o ensayos (*tests*) cuyo objetivo no es medir sino determinar una característica (circuito abierto/cerrado, conducción/no conducción, etc.)

Una cadena de instrumentos en los que exista una relación definida entre una magnitud de entrada y la señal de salida del último instrumento de la cadena, se considera como un único instrumento indicador.

1.2.1 Estructura general de un instrumento de medida electrónico

Las tareas de detección, procesamiento y presentación en un instrumento electrónico son controladas por uno o varios procesadores digitales que se encargan también de la interfaz con el usuario y de la comunicación con otros equipos electrónicos.

La figura 1.8 muestra que los bloques principales de un instrumento electrónico están organizados alrededor del subsistema digital. Éste incluye datos e instrucciones guardados en una memoria no volátil (ROM) y dispone de memoria volátil (RAM) para realizar sus funciones. Las señales analógicas de entrada son digitalizadas con un CAD, y si hace falta alguna salida analógica, se obtiene con un CDA. Muchos instrumentos de medida utilizan *sondas*, que son dispositivos de entrada, formados generalmente por una unidad separada y conectada al instrumento por medio de un cable flexible, que transmite de forma apropiada la magnitud que se mide. La interfaz de entrada para el usuario es normalmente táctil (conmutadores, pulsadores, teclado, pantalla táctil), tanto si es una interfaz local como si es la interfaz de un controlador remoto. La interfaz de salida es predominantemente visual, con algún aviso o alarma acústica. La fuente de alimentación ofrece tensiones de salida estabilizadas e independientes para cada subsistema. Normalmente cada subsistema tiene su propia fuente de alimentación, adecuada a sus necesidades específicas. Estas fuentes de alimentación son las que comunican la energía a las señales. Los controles y las señales de entrada, en general, sólo controlan la energía de la salida, no la suministran. Las posibles tensiones transitorias o espurias en la alimentación repercuten en la amplitud de las señales de salida.

Muchas de las funciones necesarias de interfaz con el usuario y con otros instrumentos, así como de cálculo y procesamiento, están disponibles en los ordenadores personales, y por ello existen instrumentos que son módulos externos que se conectan a un PC. Sin embargo, el número de funciones de medida disponibles y las prestaciones son en general muy inferiores a las disponibles incluso en instrumentos autónomos simples.

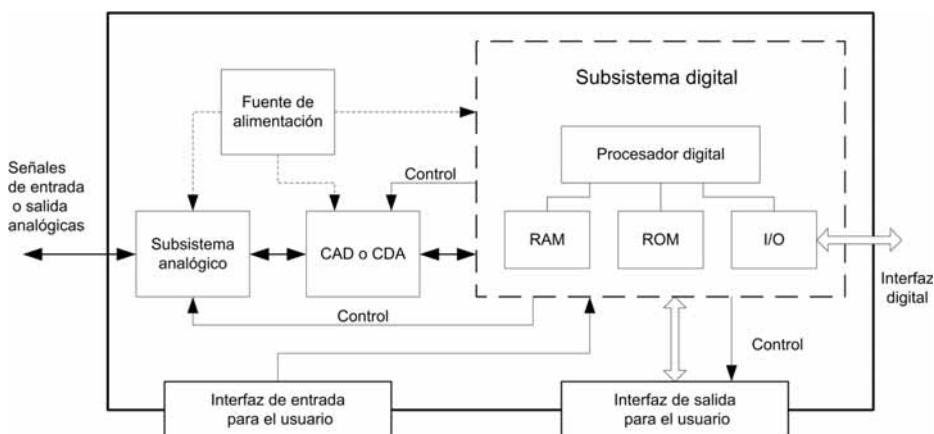


Figura 1.8 Diagrama de bloques de un instrumento electrónico genérico.

1.2.2 Presentación analógica y presentación digital

El formato de la indicación en un instrumento de medida influye bastante en sus cualidades cuando la lectura la toma un observador humano. En la *presentación analógica*, la indicación es una función continua del correspondiente valor de la magnitud medida o de la señal de entrada. La indicación se realiza mediante un índice que se desplaza mecánicamente sobre una escala, normalmente graduada (figura 1.9a), o bien hay un punto o trazo cuya posición en una pantalla se determina según las escalas de los ejes coordenados. En el primer caso, la indicación (lectura) es el número de divisiones sobre el total de divisiones de la escala; por ejemplo, 15 divisiones sobre un total de 50. A igualdad de tiempo, una presentación analógica da más información que una presentación digital (numérica). Compárese, por ejemplo, una curva con la tabla de valores que la describen. No obstante, la incertidumbre en la lectura según cuál sea la posición relativa entre el operador, el indicador y la escala (efectos de paralaje), y la escasa resolución que permiten los sistemas gráficos (unos 0,3 mm en términos absolutos y, en general,

algo menos del 1 por 100 en términos relativos), hacen normalmente preferible la presentación digital (numérica).

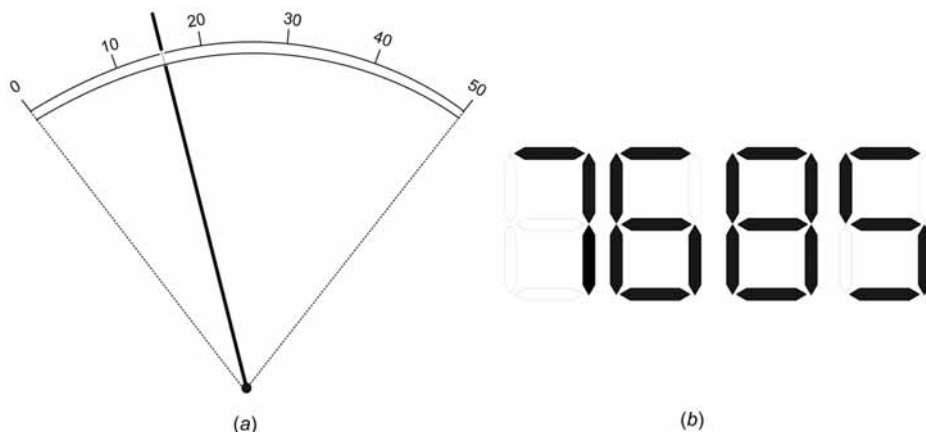


Figura 1.9 (a) Presentación analógica basada en una escala graduada y un índice que se desplaza. (b) Presentación digital basada en cifras que forman un número.

Una *presentación digital* se caracteriza por su número de cifras (dígitos decimales, figura 1.9b) y su *resolución* es la unidad de la cifra menos significativa. A menudo, el valor máximo que puede tomar la cifra (o cifras) más significativa es inferior al 9. Se habla entonces, por ejemplo, de “medio dígito” si la cifra más significativa puede tomar el valor 1 pero no el 2, o de tres cuartos de dígito si puede tomar el valor 3 pero no el 4. Así, prescindiendo de la posición del signo decimal, la lectura máxima en una presentación con tres dígitos y tres cuartos ($3\frac{3}{4}$) es 3999 y en una presentación con cuatro dígitos y medio ($4\frac{1}{2}$) es 19 999. Alternativamente, se dice que la primera presentación es de hasta 4000 cuentas (puntos o divisiones) y la segunda es de hasta 20 000 cuentas. La resolución es en ambos casos de una cuenta. En los Estados Unidos (y otros países de habla inglesa) se emplea el punto en vez de la coma decimal y su dominio tecnológico en los primeros tiempos de la electrónica digital a mediados del siglo XX, impuso el punto como signo decimal. Este uso perdura en los instrumentos, pero no debe extenderse a la expresión del resultado de la medida en los documentos que no estén escritos en inglés.

La presentación digital permite incorporar fácilmente una detección de polaridad, colocar automáticamente el signo decimal, indicar las unidades,

etc. Además, la información digital se puede comunicar a gran distancia para ser procesada, memorizada, etc.; se pueden automatizar funciones, reduciendo así la posibilidad de errores humanos, y muchos instrumentos digitales se pueden programar por control remoto. Los instrumentos digitales suelen ser inherentemente robustos, pues no incluyen elementos mecánicos delicados, como sucedía con muchos de los instrumentos analógicos de precisión que dominaron la primera mitad del siglo XX.

Hay instrumentos con presentación mixta que, a pesar de trabajar internamente con señales digitales, ofrecen además de la presentación numérica una presentación “analógica” por la facilidad con que ésta permite, por ejemplo, distinguir tendencias y discernir si se excede un umbral o no. Esta segunda presentación, en forma de columna de luz (barra gráfica) o de punto luminoso que se desplaza en una pantalla (como en los osciloscopios, que además permiten leer las “coordenadas” del punto), no es realmente analógica pues está cuantificada, dado que procede de un valor digital. Si hay que hacer mediciones rápidas, lo mejor es disponer de una salida codificada (digital) y registrarla, porque un observador humano difícilmente puede leer más de un valor cada segundo.

1.2.3 Métodos de medida: medidas directas e indirectas

Se denomina *método de medida* a la secuencia lógica de operaciones genéricas, teóricas y prácticas, que se realizan para obtener una medida. El conjunto específico de operaciones utilizadas para realizar una medición concreta siguiendo un determinado método, constituye el *procedimiento de medida*.

Desde el punto de vista del usuario, las medidas pueden ser directas o indirectas. En una *medida directa*, el usuario lee en el instrumento el valor de la magnitud medida, o un valor ligado con los correspondientes valores de la magnitud medida mediante una tabla o gráfica. En una *medida indirecta*, el usuario obtiene el valor de la magnitud medida aplicando un modelo (por ejemplo una fórmula) que relaciona los valores de otras magnitudes medidas directamente con el valor de la magnitud de interés. Por ejemplo, calcula el valor de una potencia multiplicando una medida de tensión y una medida de corriente simultáneas. Las medidas directas no excluyen que, internamente, el instrumento convierta unas magnitudes en otras, o realice cálculos con determinados valores, antes de presentar la lectura final; es el

caso, por ejemplo, de un vatímetro que mida tensión y corriente, multiplique internamente los valores respectivos, y presente el valor de la potencia calculada. Las medidas directas tampoco excluyen la realización de medidas suplementarias para determinar los valores de magnitudes que pueden influir en el resultado, con objeto de realizar correcciones.

Las medidas directas se pueden realizar mediante distintos métodos. En el método de *medida por comparación* se compara la magnitud de interés con una magnitud conocida del mismo tipo. Éste es el método más habitual en instrumentos digitales, porque la digitalización siempre incluye una comparación con una tensión de referencia. También al medir resistencias con algunos multímetros digitales (apartado 3.4.3), se mide realmente la relación entre la resistencia desconocida y una resistencia interna conocida. Hay magnitudes, como la ganancia de un amplificador, que se definen como una relación y los instrumentos que la miden calculan directamente el cociente entre la magnitud de interés a la salida (tensión, potencia) y la correspondiente magnitud (tensión, potencia) a la entrada. Estos instrumentos que miden la relación o cociente entre el valor de dos magnitudes se denominan *logómetros (ratio meters)*.

El método de *medida por sustitución* es un método de medida por comparación en el que la magnitud medida se sustituye por otra de la misma clase y de valor conocido, elegida de forma que ambas tengan el mismo efecto sobre el dispositivo indicador. Se aplica por ejemplo en las medidas de potencia de señales RF donde primero se mide la potencia (conocida) de un oscilador de potencia de referencia y después se mide la radiación desconocida.

El método de *medida diferencial* es un método de medida por comparación que consiste en comparar la magnitud de interés y otra de la misma naturaleza, de valor conocido y muy próximo, midiéndose la diferencia algebraica entre los valores de estas magnitudes. Se aplica mucho en las medidas de absorción de energía óptica, donde se mide la diferencia entre la intensidad de la radiación que emerge de un medio de características conocidas y la intensidad de la radiación que emerge de un medio que se desea caracterizar, cuando a ambos medios se ha aplicado radiación óptica de iguales características.

El *método de medida por cero*, o *método de medida por detección de nulo*, es un método de medida diferencial en donde la diferencia entre el valor de la magnitud de interés y el valor conocido de una magnitud del mismo tipo es llevada a cero. Es un método habitual en los antiguos puentes de impedancias analógicos.

El *método de medida por batido* es un método de medida diferencial que utiliza el fenómeno del batido entre las frecuencias correspondientes a dos magnitudes que se comparan; una de ellas es la magnitud que se desea medir y la otra es la magnitud de referencia. Se utiliza por ejemplo en algunos frecuencímetros de alta frecuencia (apartado 6.6.2).

El *método de medida por resonancia* es un método de medida por comparación mediante el cual se obtiene una relación conocida entre dos valores comparados de una magnitud cuando se alcanza una condición de resonancia o cercana a la resonancia. Es el método que emplean los denominados medidores de factor de calidad (Q) de las bobinas (Q -meters, apartado 7.6).

1.2.4 Características de funcionamiento de los instrumentos de medida

Las principales características de funcionamiento de un instrumento de medida son su campo de medida y las relativas a la incertidumbre de sus lecturas. En este apartado se estudia cómo se expresa y evalúa la incertidumbre instrumental, considerando el proceso de medida, la expresión de su resultado y la calibración del instrumento.

La magnitud que es objeto de una medida, evaluada en el estado en el que se encuentra el sistema medido durante la propia medida, se denomina *mensurando* o *mesurando*. La acción de medir con el instrumento implica una interacción inevitable con el sistema medido, denominada *carga instrumental*. Si el instrumento no interfiriera con el valor de la magnitud que se mide, se obtendría el *valor no perturbado* de la magnitud y esta sería la *mejor medida* de dicha magnitud. Pero incluso entonces, dado que para describir el estado del sistema durante la medida haría falta una cantidad ilimitada de información, habría una incertidumbre inevitable en la descripción de la magnitud medida, denominada *incertidumbre intrínseca del mensurando*.

El *resultado de una medida*, o simplemente *una medida* (M), es el conjunto de valores atribuidos a un mensurando, que comprende: un valor (V), la incertidumbre correspondiente (U , del inglés *uncertainty*) y la unidad de medida ($[M]$),

$$M = V \pm U [M] \quad (1.6)$$

El valor V se denomina *valor medido* y, aunque es simplemente el elemento medio del conjunto asignado para representar el mensurando, se denomina también valor del mensurando. Pero, dada la incertidumbre intrínseca del mensurando, éste no viene representado por un valor sino por un intervalo de valores, de entre los que V no es el valor más representativo, sino que es simplemente un valor cómodo que permite expresar el conjunto de la forma $V \pm U$, que equivale a $[V - U, V + U]$. El mejor estimador del valor del mensurando es el resultado de la medida, M , suponiendo que sea compatible con todas las demás medidas del mismo mensurando. Dos o más *medidas* del mismo mensurando son *compatibles* cuando hay un solapamiento adecuado de sus intervalos. La compatibilidad de resultados de medidas obtenidas con diferentes instrumentos y métodos se asegura mediante la *trazabilidad*, que es la propiedad del resultado de una medida (o del valor de un patrón), que permite relacionarla con referencias establecidas (generalmente patrones nacionales o internacionales), mediante una cadena ininterrumpida de comparaciones, todas ellas con incertidumbres establecidas.

La *incertidumbre de medida* U es un parámetro asociado al resultado de una medida que caracteriza la dispersión de los valores que podrían razonablemente ser atribuidos al mensurando. (Obsérvese que el término incertidumbre se está utilizando en este apartado con dos significados: el común, como duda sobre la validez de un valor, y el técnico, como parámetro específico para cuantificar dicha duda). Si un mensurando se mide muchas veces, se obtendrá un conjunto de valores, de modo que a partir de uno de estos valores no se puede saber cuál era realmente el mensurando, porque otros mensurandos podían haber producido el mismo valor. Si a partir de los valores atribuibles al mensurando se define un intervalo que contiene, por ejemplo, el 95 % de dichos valores, se puede tomar como incertidumbre de medida U , la mitad de la anchura de dicho intervalo. Se dice entonces que U es la incertidumbre de medida a un *nivel de confianza* del 95 %. Como al-

ternativa, en lugar de definir un intervalo de valores, se podría calcular la desviación típica de todos los valores atribuibles al mensurando, y entonces tomar como incertidumbre de medida U dicha desviación típica o un múltiplo de ella, obtenido al multiplicarla por el denominado *factor de cobertura*, k . (Para una distribución de valores gaussiana (normal), $k = 2$ da un intervalo que tiene un nivel de confianza del 95,45 %).

La relación que existe, bajo unas condiciones especificadas, entre la *indicación* o *valor leído*, que es la salida del instrumento, y el resultado de la medida, se establece, por referencia a patrones (Cuadro 1.1, al final de este Capítulo), mediante un conjunto de operaciones que constituyen la *calibración* del instrumento. Dicha relación se describe mediante el *diagrama de calibración* (figura 1.10) que es una banda de un plano de coordenadas definido por el eje de las indicaciones del instrumento (R , del inglés *reading*), en unidades de salida, y el eje de los resultados de las medidas (M), en unidades de medida. Este diagrama representa la respuesta del instrumento a los diferentes valores del mensurando, y no tiene que ser necesariamente un gráfico; puede presentarse en forma de tabla o mediante una relación algebraica. En los instrumentos generadores, el diagrama de calibración se reduce a un segmento paralelo al eje M o a un conjunto discreto de tales segmentos.

La curva que une los puntos medios de los intervalos que representan el resultado de la medida se denomina *curva de calibración*, y da la relación entre la indicación (lectura) de un instrumento y el valor indicado del mensurando. En el caso de una medida directa única, el valor indicado se toma como el valor de medida (V). Cuando la curva de calibración es una línea recta que pasa por cero, su pendiente se denomina *constante del instrumento*. En los instrumentos cuyo indicador está diseñado de tal forma que, si se elige una unidad de salida apropiada, los números que expresan la indicación (R) coinciden con aquellos que expresan el valor de la medida (V), la curva de calibración es una línea recta de pendiente unidad, como en el caso de la figura 1.10. El cociente entre el cambio en la indicación y el correspondiente cambio en el valor del mensurando se denomina *sensibilidad del instrumento* ($S = \Delta R / \Delta V$). Si la curva de calibración no es lineal, la sensibilidad en un punto dado es función del valor del mensurando.

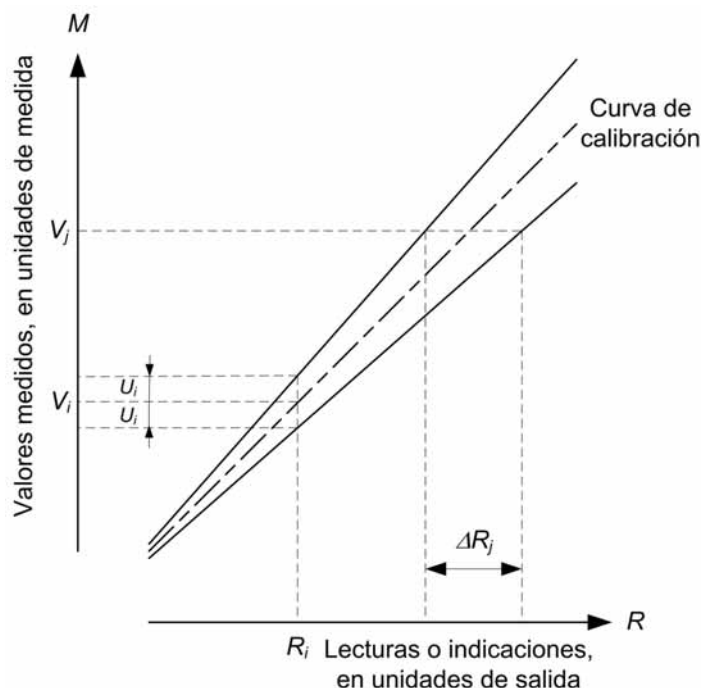


Figura 1.10 Diagrama de calibración de un instrumento de medida general.

Para construir el diagrama de calibración se aplican mensurandos de valor de medida V_j , conocidos con una incertidumbre claramente inferior a la del instrumento (*valores verdaderos convencionales*, o simplemente *valores convencionales*, *valores asignados* o *valores de referencia*), y se determinan los segmentos ΔR_j que representan el rango de valores leídos que se puede esperar obtener, a un nivel de confianza dado, en las mediciones efectuadas sobre todo el rango de condiciones de funcionamiento especificadas. La incertidumbre en el valor de V_j se considera despreciable si es inferior al 10 % de la incertidumbre del instrumento o a la componente de la incertidumbre debida a la cuantificación de las lecturas, que es la fracción evaluable mínima de la división de escala para las indicaciones analógicas, y la unidad del último dígito estable para las indicaciones digitales.

El diagrama de calibración viene afectado por las variaciones de diversas magnitudes que no son objeto de la medida, denominadas *magnitudes de influencia*. Estas magnitudes pueden surgir en el sistema de medida,

en el propio instrumento o en el entorno (temperatura, humedad, presión atmosférica, factores mecánicos—posición, vibraciones—, factores eléctricos—tensión y frecuencia de red, campos electromagnéticos). La diferencia entre los valores indicados para el mismo valor del mensurando cuando una magnitud de influencia toma sucesivamente dos valores diferentes, se denomina *variación* (debida a una magnitud de influencia). El cociente entre una variación debida a una magnitud de influencia y el cambio de esa magnitud de influencia se denomina *coeficiente de influencia*. La figura 1.11 describe la situación resultante para una medida directa única, e indica que el diagrama de calibración empleado para obtener el resultado a partir de la indicación del instrumento debe corresponder a las condiciones de funcionamiento reales. Muchos instrumentos actuales incorporan sensores capaces de medir las principales magnitudes de influencia y microprocesadores con programas que pueden corregir su influencia. Esas magnitudes dejan entonces de ser consideradas como magnitudes de influencia por el usuario. Pero, en general, la indicación no es el valor del mensurando. El resultado de una medida está relacionado con la indicación del instrumento y con los valores de corrección obtenidos mediante una calibración y mediante el uso de un modelo.

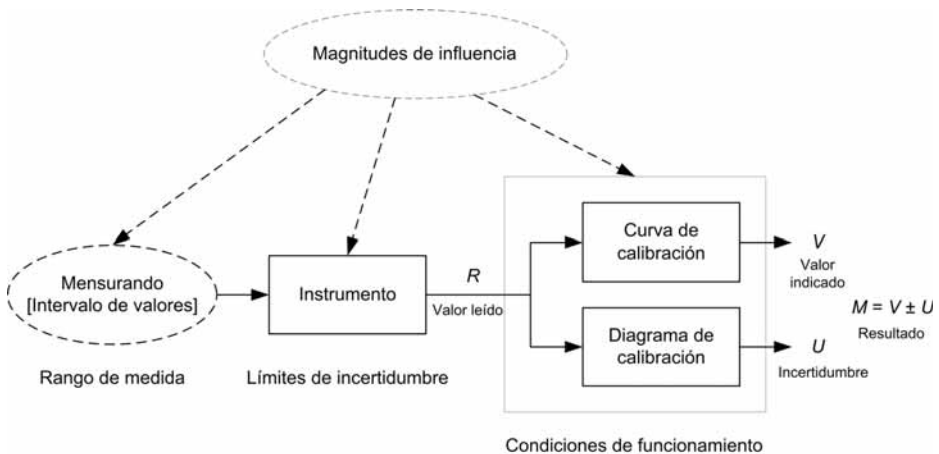


Figura 1.11 Obtención del resultado de una medida a partir de la indicación del instrumento en una medida directa única. Las magnitudes de influencia pueden proceder del entorno y también del propio instrumento y del sistema medido.

La *verificación de calibración* es el conjunto de operaciones utilizadas para verificar si las indicaciones de un instrumento, bajo condiciones especificadas, se corresponden con un conjunto dado de mensurandos conocidos, dentro de los límites del diagrama de calibración pertinente. La diferencia entre la indicación de un instrumento durante su verificación y la indicación del instrumento de referencia, se denomina *desviación*. El conjunto de operaciones realizadas sobre un instrumento para que suministre indicaciones dadas que correspondan a valores dados del mensurando, se denomina *ajuste del instrumento*. Si una indicación nula del instrumento deber corresponder a un valor nulo del mensurando, se habla de *ajuste del cero*. Obsérvese, pues, que no es lo mismo obtener el diagrama de calibración que verificar la calibración, y que los ajustes se hacen en el instrumento, no en sus indicaciones (por ejemplo, mediante correcciones). La tabla 1.1 muestra el paralelismo entre estos conceptos.

Tabla 1.1 Diferencias entre la calibración y la verificación de calibración de un instrumento.

Operación	Diferencia entre valores indicados	Acción
Calibración	Variación	Corrección (en la indicación)
Verificación de calibración	Desviación	Ajuste (del instrumento)

La mitad de la longitud del segmento definido por la intersección del diagrama de calibración con las paralelas al eje *M*, es la *incertidumbre instrumental absoluta* del instrumento (figura 1.10). Esta incertidumbre incluye los efectos debidos a la cuantificación de los valores leídos. Si el instrumento se utiliza en las denominadas condiciones de referencia para las magnitudes de influencia, la incertidumbre del instrumento se denomina *incertidumbre instrumental intrínseca*, y tiene su menor valor admisible. La incertidumbre instrumental en las condiciones de funcionamiento asignadas se denomina *incertidumbre instrumental de funcionamiento*. El diagrama de calibración en las condiciones de funcionamiento será siempre más ancho que en las condiciones de referencia. Todas estas incertidumbres vienen establecidas por el fabricante.

El *campo (o rango) de medida (measuring range)* es el segmento del eje de valores medidos (*M*) para el que está definida la curva de calibración o, si se prefiere, el conjunto de valores del mensurando para el cual se espe-

cifican los límites de incertidumbre del instrumento. Los límites inferior y superior del campo de medida se denominan a veces *capacidad mínima* y *máxima* (o *alcance*), respectivamente. La diferencia algebraica entre los valores del límite superior e inferior del rango de medida se denomina *intervalo de medida*. Por ejemplo, un voltímetro con un rango entre 100 V y 1000 V tiene un intervalo de medida de 900 V y un alcance de 1000 V. Un instrumento puede tener varios rangos de medida y distintas características en cada uno de ellos.

1.2.5 Especificación de las características metrológicas y de funcionamiento de los instrumentos de medida

Las *características metrológicas* de un instrumento de medida son los datos concernientes a las relaciones entre sus lecturas y las medidas de las magnitudes que interaccionan con él. El fabricante debe indicar los valores asignados o los rangos especificados para todas la magnitudes que él considere que son características metrológicas aplicables a un instrumento en particular. El fabricante debe establecer un rango de referencia y/o un rango de funcionamiento para cada magnitud de influencia que tenga en cuenta. También debe especificar las condiciones límites y las condiciones de almacenamiento y transporte para cada magnitud de influencia especificada. Los rangos pueden expresarse indicando sus valores límites inferior y superior, o bien su valor medio y la mitad de su anchura, que no debe confundirse con su incertidumbre, pues no son resultados de medidas sino declaraciones a priori. Además de los valores límites, hay que especificar la duración de su aplicación.

Las *características de funcionamiento*, o *prestaciones (performance)* son las características de un instrumento de medida que definen su capacidad para cumplir las funciones deseadas. La *estabilidad* es la capacidad de un instrumento de medida para mantener sus características de funcionamiento sin modificación durante un intervalo de tiempo especificado, sin variar las otras condiciones. Una *deriva (drift)* es un cambio (generalmente lento y continuo) en la indicación de un instrumento de medida, no necesariamente en la misma dirección, y no relacionado con un cambio en el men-surando.

Las características metrológicas y de funcionamiento, u otros datos, pueden expresarse de tres formas distintas: absoluta, relativa y fiduciaria. En

la *forma absoluta* se da el valor del dato tal cual; no debe confundirse con el valor absoluto de un dato, que es el valor numérico prescindiendo del signo. La *forma relativa* es la expresión mediante la relación (cociente) con el valor medido de la magnitud considerada. La *forma fiduciaria* es la expresión mediante la relación con un valor convencionalmente elegido de la magnitud considerada, denominado *valor fiduciario*. Por ejemplo, si la incertidumbre absoluta de una medida es U , la incertidumbre relativa es U/V y la incertidumbre fiduciaria es U/V_f . Obviamente, la forma relativa no se puede emplear para un valor nulo, ni se puede elegir el cero como valor fiduciario.

El fabricante debe informar también sobre la incertidumbre instrumental. Un método común es dar el *límite de la incertidumbre*, que es el valor límite de la incertidumbre instrumental para los instrumentos cuando funcionan en unas condiciones especificadas. Según estas condiciones, se habla entonces de *límites de incertidumbre instrumental intrínseca* (en las condiciones de referencia), o con variaciones para una única o varias magnitudes de influencia (fuera del rango de referencia), o de *límites de incertidumbre instrumental de funcionamiento*, para magnitudes de influencia únicas o para todas las magnitudes de influencia.

En condiciones de funcionamiento distintas de las de referencia, cabe esperar que el diagrama de calibración cambie de anchura o se desplace en el plano M - R , o ambas cosas a la vez. Las condiciones de funcionamiento cuando una magnitud de influencia está fuera del rango de referencia, se pueden especificar de dos formas:

- a) dando un valor asignado o un conjunto de valores asignados para la magnitud de influencia, definido con un rango aproximadamente tan ancho como el rango de referencia. Por ejemplo, en las condiciones de referencia el rango para la temperatura es de 20 °C a 30 °C, y en las condiciones de funcionamiento es de 30 °C a 40 °C.
- b) dando un rango de funcionamiento asignado para la magnitud de influencia que incluye el rango de referencia. Por ejemplo, en las condiciones de referencia el rango para la temperatura es de 23 °C \pm 5 °C, y en las condiciones de funcionamiento es de 0 °C a 55 °C.

En el caso a), se espera que el usuario conozca el valor de la magnitud de influencia (dentro de una incertidumbre dada) y el diagrama de calibra-

ción se puede desplazar en el plano M - R creando una nueva curva de calibración (figura 1.12a). Esta nueva curva se puede determinar mediante la variación, y la incertidumbre del resultado se determina por la anchura del nuevo diagrama de calibración.

En el caso b), se espera que el usuario conozca sólo que el valor de la magnitud de influencia se encuentra dentro del rango de funcionamiento especificado. El diagrama de calibración se puede construir como envolvente de los diagramas de calibración correspondientes a los valores asignados de la magnitud de influencia en todo el rango de funcionamiento especificado. El límite del nuevo diagrama de calibración está determinado por los límites exteriores de los diagramas correspondientes a las dos condiciones de funcionamiento extremas (figura 1.12b). Ahora la variación forma parte de la determinación de la incertidumbre. Por ejemplo, un determinado voltímetro digital tiene unos límites de incertidumbre instrumental intrínseca de $\pm 5,35$ mV cuando mide una tensión de unos 10 V a una temperatura de $23^\circ\text{C} \pm 5^\circ\text{C}$. Si en cambio la temperatura está entre 0°C y 55°C , los límites de incertidumbre instrumental son $\pm 6,40$ mV.

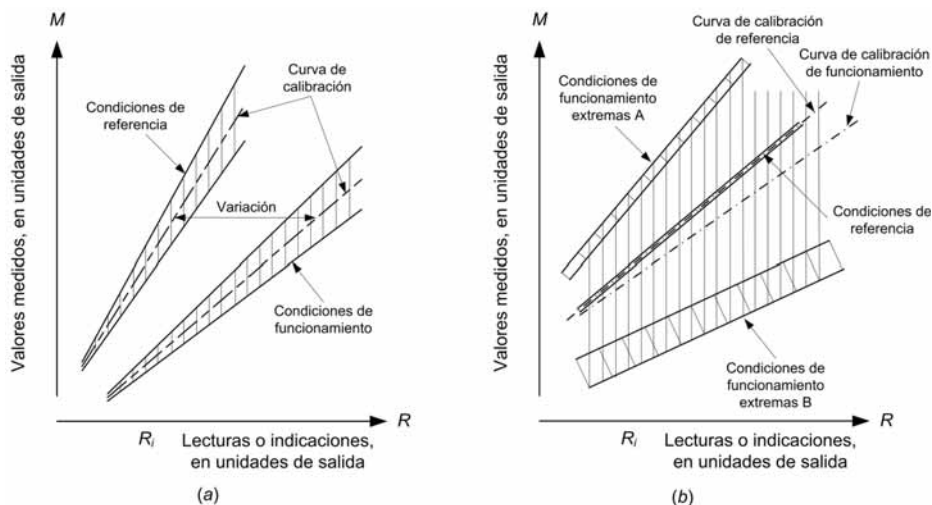


Figura 1.12 Diagrama de calibración en las condiciones de funcionamiento cuando una magnitud de influencia está fuera de su rango de referencia. a) Para condiciones de funcionamiento diferentes de las de referencia, el diagrama se desplaza y ensancha. b) Para condiciones de funcionamiento ampliadas respecto a las de referencia, el diagrama viene determinado por los diagramas en condiciones extremas.

Los límites de incertidumbre se pueden especificar en términos absolutos, relativos o fiduciarios. En algunos casos, el límite de la incertidumbre se puede expresar como la suma de un término relativo y de otro término absoluto o fiduciario,

$$U = a \times R + A \quad (1.7a)$$

$$U = a \times R + b \times V_f \quad (1.7b)$$

El valor fiduciario V_f hay que indicarlo siempre claramente. Si el límite de la incertidumbre es constante, por ejemplo $U = A$ ó $U = b \times V_f$, los límites de la incertidumbre en el diagrama de calibración están sobre curvas paralelas a la curva de calibración. Si ésta es una recta, los límites de la incertidumbre están entonces sobre dos rectas paralelas y equidistantes de la recta de calibración. Si el límite de la incertidumbre es como en (1.7) y la curva de calibración es una recta, la presencia del término $a \times R$ hace que los límites de la incertidumbre estén sobre rectas ligeramente divergentes respecto a la recta de calibración, tal como sucede en la figura 1.10.

El tiempo debe ser considerado como una magnitud de influencia por partida doble: las características de funcionamiento pueden tener una deriva, que debe ser especificada de alguna forma, y el diagrama de calibración es válido sólo durante un periodo de tiempo después de la última verificación de calibración.

Todos los instrumentos que cumplen un conjunto de especificaciones relativas a la incertidumbre, incluido un límite de la incertidumbre, constituyen una *clase de precisión*. El límite de la incertidumbre que define una clase de precisión se indica como un intervalo con un factor de cobertura de 2. El número o símbolo convencionales con los que se designa una clase de precisión se denomina *índice de clase*. Un instrumento puede tener asignadas distintas clases de precisión según cuales sean las condiciones de funcionamiento.

Para facilitar la especificación de las magnitudes de influencia, se definen unos *grupos de utilización* generales, que pueden ampliarse para instrumentos de medida concretos. Para cada instrumento hay que especificar el grupo de utilización permitido. El *grupo I* es para utilización en interior y en las condiciones normalmente encontradas en los laboratorios y en las

industrias, y donde los instrumentos son manipulados cuidadosamente. El *grupo II* es para utilización en ambientes que tengan protección de las condiciones ambientales extremas y donde las condiciones de manipulación se sitúan entre las de los grupos I y III. El *grupo III* es para utilización en exterior y en áreas donde los instrumentos pueden estar sometidos a manipulaciones rudas.

1.3 *Incertidumbre en las medidas*

Según las normas técnicas actuales, las características de funcionamiento de los instrumentos de medida electrónicos no incluyen ninguna especificación de sus “errores”, porque desde la última década del siglo XX, la expresión clásica de la precisión y la exactitud de los instrumentos y de las medidas en términos de “verdadero valor” y “error” ha ido siendo reemplazada por una expresión en términos de “incertidumbre”. La diferencia entre los dos enfoques no se limita a la terminología sino que afecta también a los conceptos. Ahora bien, la transición hacia esta aproximación por incertidumbre es paulatina, de modo que puede ser conveniente conocer los dos enfoques para poder interpretar correctamente aquellos documentos basados en el enfoque tradicional. Por ello, se presenta aquí primero una síntesis del enfoque tradicional y luego se profundiza en el enfoque actual. Los lectores que no estén familiarizados con el enfoque tradicional y no necesiten conocerlo, pueden pasar directamente al apartado 1.3.2.

1.3.1 *Enfoque tradicional: exactitud y precisión, error sistemático y error aleatorio*

La *exactitud* de un instrumento de medida es el grado de concordancia entre su resultado y el valor de la magnitud medida. El valor de la magnitud, también denominado *verdadero valor* o *valor real* (aunque ambos calificativos, verdadero y real, son redundantes), es el valor que se obtendría al medirla con un instrumento perfecto. Dado que ningún instrumento es perfecto, el valor de una magnitud es un valor indeterminado, y se substituye por el denominado *valor (convencionalmente) verdadero*, que es el obtenido al medir la magnitud con un método o instrumento de referencia; por ello se denomina también *valor de referencia*.

La exactitud exige dos cualidades: veracidad y precisión. La *veracidad* es el grado de concordancia existente entre el valor medio obtenido de una gran serie de resultados de medida y el valor verdadero o el aceptado como referencia. La veracidad se cuantifica mediante el *sesgo*, que se estima como la diferencia entre la media general de los resultados (promedio o esperanza matemática, $E(x)$) y el verdadero valor o el valor de referencia aceptado.

$$\text{Error de veracidad (sesgo)} = E(X) - \text{Valor verdadero} \quad (1.8)$$

La *precisión* es el grado de concordancia entre resultados de medida independientes obtenidos en las condiciones estipuladas. Hay dos tipos de condiciones extremas: las condiciones de repetibilidad y las condiciones de reproductibilidad.

Las *condiciones de repetibilidad* corresponden a la situación en la que todos los factores que en principio pueden influir en el resultado de la medida se fijan en un nivel o valor determinado. Es el caso en el que un mismo observador mide una magnitud empleando el mismo método de medida, con el mismo instrumento trabajando en el mismo sitio, en las mismas condiciones ambientales y en un intervalo de tiempo breve. Si en estas condiciones se observa variabilidad en el resultado, se puede calificar dicha variabilidad de aleatoria sin causa asignada, y es una evidencia de que hay factores que influyen en la medición que no se han mantenido estrictamente constantes.

Las *condiciones de reproductibilidad* corresponden a la situación en la que todos los factores que en principio pueden influir en el resultado de la medida se dejan libres. En la práctica se está a menudo en condiciones de precisión intermedia, donde alguno de los factores, como el entorno, el instrumento o el operador varían de forma controlada. Si sólo cambia un factor y lo hace de forma conocida, es posible analizar su influencia en el resultado y tenerla en cuenta cuando dicho factor cambie de forma incontrolada.

La precisión se cuantifica mediante una *variancia de precisión*, o su raíz cuadrada positiva, que es la *desviación típica de precisión*, a partir de la cual se calcula un *límite de precisión*, que es un valor numérico que representa la diferencia máxima probable, con un nivel de probabilidad dado, entre dos resultados de medida obtenidos en las condiciones de precisión especificadas. Normalmente se considera un nivel de probabilidad de 0,95.

Así por ejemplo, en un voltímetro que tenga un límite de precisión de 10 mV en condiciones de repetibilidad, la probabilidad de que dos lecturas consecutivas de la misma tensión difieran menos de 10 mV, es del 95 % si no ha cambiado ningún factor del entorno.

La exactitud es un concepto meramente cualitativo pues no existe una expresión numérica global de la exactitud definida a partir de la cuantificación de sus dos componentes: veracidad y precisión. Simplemente, un instrumento es tanto más exacto cuanto menores sean su sesgo y su límite de precisión.

De forma análoga a los instrumentos de medida, la calidad de un resultado se cuantifica mediante dos valores: error sistemático e incertidumbre. El error sistemático es al resultado de la medida lo que la veracidad es al método o instrumento de medida, y a menudo se emplea el término sesgo para cuantificar estos dos conceptos.

La incertidumbre de medida es un parámetro, asociado al resultado de una medición, que caracteriza la dispersión de los valores razonablemente atribuibles a la magnitud medida: cuando se repite una medición, el resultado no es estrictamente idéntico. Esta dispersión se cuantifica con una desviación típica, denominada *incertidumbre típica*. Así pues, la incertidumbre de medida es al resultado lo que la precisión es al método de medida y, en particular, la incertidumbre típica de un resultado es igual a la desviación típica de precisión del método o instrumento. La tabla 1.2 refleja el paralelismo entre estos conceptos.

Tabla 1.2 Conceptos relativos a la calidad de un instrumento y a la calidad de un resultado.

Instrumento	Resultado
Veracidad (sesgo)	Error sistemático
Precisión	Incetidumbre
Desviación típica de precisión	Incetidumbre típica

El *error* o *error absoluto* de una medida es la diferencia entre el resultado y el valor de la magnitud. Dado que este último es indeterminado, se substituye por el valor convencionalmente verdadero,

$$\text{Error absoluto} = \text{Valor obtenido} - \text{Valor verdadero} \quad (1.9)$$

El error absoluto tiene las mismas unidades que la magnitud medida. Algunas veces el error absoluto se expresa de forma fiduciaria como porcentaje respecto a un valor de referencia, por ejemplo el valor máximo que se puede medir en aquella escala (valor de fondo de escala o alcance). Se habla entonces de *error absoluto referido al fondo de escala*.

El *error relativo* es el cociente entre el error absoluto y el valor de la magnitud, que por ser indeterminado se sustituye por el valor convencionalmente verdadero,

$$\text{Error relativo} = \frac{\text{Error absoluto}}{\text{Valor verdadero}} \quad (1.10)$$

El error relativo suele expresarse como porcentaje o como partes por millón. Cuando el valor de la magnitud es próximo a cero, es mejor emplear el error absoluto que el error relativo.

El error de una medida siempre se puede descomponer en un error sistemático y un error aleatorio (figura 1.13),

$$\text{Error} = \text{Error sistemático} + \text{Error aleatorio} \quad (1.11)$$

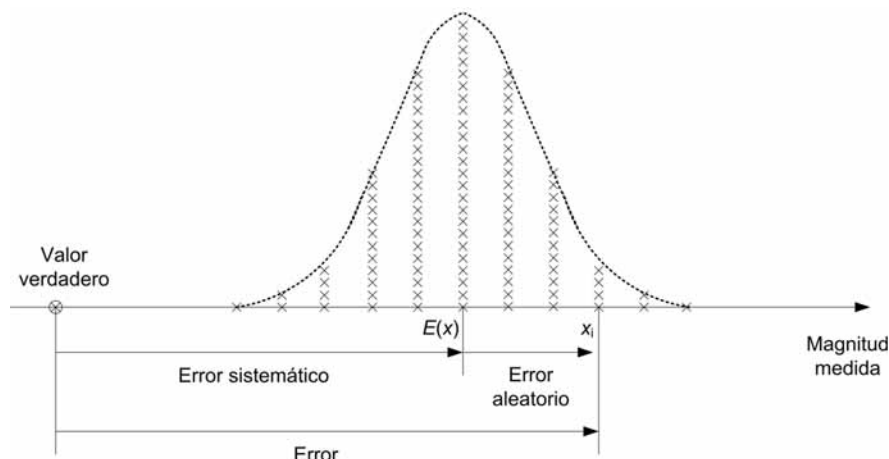


Figura 1.13 Error sistemático y error aleatorio. Cada aspa (x) representa un valor medido.

El *error sistemático* es la resta entre la media aritmética (esperanza matemática) de un número infinito de medidas del mismo valor de una magnitud, efectuadas en condiciones de repetibilidad, y el valor de la mag-

nitud. Al igual que este último, el error sistemático y sus causas nunca se pueden conocer del todo. Los errores sistemáticos se pueden corregir contrastando la lectura de un instrumento con la que ofrece un instrumento de referencia o patrón, proceso denominado *calibración*.

El error *aleatorio* (o *fortuito*) es la diferencia entre el resultado de una medida y la media aritmética de un número infinito de medidas de la misma magnitud realizadas en condiciones de repetibilidad y con suficiente resolución. En medidas de baja resolución realizadas con el mismo instrumento, el error aleatorio es nulo. El error aleatorio proviene de variaciones temporales y espaciales impredecibles de los factores de influencia.

Por sus propias definiciones, que implican el valor verdadero, que es desconocido, o un número infinito de medidas, ni los errores sistemáticos ni los errores aleatorios se pueden determinar exactamente; sólo se pueden estimar. El objetivo al medir es entonces estimar un intervalo de valores que tenga una determinada probabilidad (nivel de confianza) de contener al verdadero valor. Este intervalo se estima después de haber corregido los errores sistemáticos, una vez cuantificados. Para ello se corrige la indicación del instrumento mediante la adición aritmética de un valor, denominado *corrección*, o mediante la multiplicación por un factor (*factor de corrección*), tales que compensen el error sistemático debido a dicho efecto. Estas correcciones, incluso si son nulas, tienen una incertidumbre asociada, por lo que influyen en la incertidumbre del resultado. Así pues, la incertidumbre en el resultado no se debe sólo a los factores que producen el error aleatorio, sino también a la incertidumbre en los factores que producen el error sistemático, aunque se hayan corregido las lecturas.

Los errores aleatorios se reducen normalmente aumentando el número de lecturas. Si éste es muy elevado y las lecturas son independientes unas de otras, la media aritmética del error aleatorio asociado a cada una de ellas es cero, de modo que se puede tomar como resultado de la medida el promedio de las lecturas obtenidas. Pero ni siempre es factible obtener un número de lecturas elevado, ni es fácil asegurarse de que éstas son independientes, por lo que la reducción de errores aleatorios es una tarea especializada. Si hay a la vez efectos aleatorios y sistemáticos, la combinación de la incertidumbre debida a todos ellos es problemática. Ésta fue una de las causas que motiva-

ron los esfuerzos de diversos organismos internacionales relacionados con la Metrología, cuyo fruto ha sido el enfoque basado en la incertidumbre.

1.3.2 *Enfoque basado en la incertidumbre*

El resultado de una medida es el conjunto de valores atribuidos a un mensurando M y comprende un valor (V), la incertidumbre correspondiente (U) y la unidad de medida ($[M]$). La incertidumbre de medida U es una consecuencia de la incertidumbre intrínseca del mensurando, debida a las limitaciones de su descripción, de la incertidumbre instrumental, descrita mediante el diagrama de calibración en las condiciones de funcionamiento, y de las magnitudes de influencia.

La descripción del mensurando puede exigir que se especifiquen magnitudes o factores adicionales a la magnitud deseada. Así, por ejemplo, al medir la resistencia eléctrica de un conductor hay que especificar cuando menos la temperatura: “resistencia eléctrica a 20 °C” (o a la temperatura de interés), pues si se mide el mismo conductor a temperaturas distintas se obtendrán lecturas también distintas. Otros efectos que pueden influir en las lecturas obtenidas son la uniformidad de la temperatura del conductor y la resistencia de los contactos que el instrumento establezca con él. Además, en un conductor, y en todos los componentes electrónicos que disipan potencia, las fluctuaciones aleatorias de los electrones que se mueven incesantemente, incluso si no hay ninguna tensión aplicada, constituyen minúsculas corrientes aleatorias que provocan diferencias de potencial instantáneas denominadas *ruido térmico*. Estas diferencias de potencial tienen fluctuaciones estadísticas que impiden describirlas con una función matemática explícita o con un número finito de parámetros. Si las medidas de la resistencia vienen afectadas por este ruido, cada lectura será distinta, y no será obvio cómo obtener un resultado.

Del mismo modo, al medir la ganancia de tensión de un amplificador hay que especificar su tensión de alimentación, su temperatura, la carga conectada, la amplitud de la tensión de entrada, etc. Además, en todo componente donde haya una barrera de potencial, como sucede en la zona de contacto entre los semiconductores de los componentes activos que forman parte del amplificador, el número de electrones que cruzan dicha barrera por unidad de tiempo no es uniforme, de modo que hay fluctuaciones estadísti-

cas de corriente que constituyen el llamado *ruido de pulsos* (*shot noise*). Este ruido es inevitable y, si se aprecia en las tensiones de salida, surgirá de nuevo el problema de cómo evaluar una tensión cuya amplitud va cambiando según una pauta impredecible.

Tabla 1.3 Comparación entre el enfoque actual basado en la incertidumbre y el enfoque tradicional para evaluar los resultados de una medida. Los términos de las columnas dos y tres que estén en la misma fila, no son ni equivalentes ni correspondientes.

	Enfoque actual: incertidumbre	Enfoque tradicional: valor verdadero y error
Mensurando	Intervalo de valores Incertidumbre intrínseca	Valor verdadero Valor verdadero convencional
Instrumento	Incertidumbre instrumental absoluta Límites de incertidumbre Clase de precisión	Veracidad Precisión Límites de error Clase de precisión
Calibración Verificación de calibración	Diagrama de calibración Variación Correcciones del valor indicado Desviación Ajuste	Marcado de escala, tarado Calibración Correcciones para la lectura
Medición	Incertidumbre instrumental intrínseca Incertidumbre instrumental de funcionamiento Condiciones de funcionamiento Corrección	Error sistemático: corrección Error aleatorio: repeticiones
Resultado	Intervalo de valores que pueden ser atribuidos al mensurando: valor medido (V) e incertidumbre (U)	Intervalo de valores que contenga al valor verdadero, después de corregir los errores sistemáticos conocidos: “resultado” e incertidumbre

Se considera, pues, que la incertidumbre es una componente intrínseca del resultado, y no se puede atribuir siempre al método, al instrumento o a ambos. Además, al describir el mensurando con un intervalo de valores, no hay un “valor verdadero” que sirva como referencia para definir un “error”, entendido como juicio a posteriori sobre la validez de un resultado. Si la incertidumbre intrínseca del mensurando es despreciable frente a la incertidumbre instrumental, ésta determinará la incertidumbre de medida, que se podrá evaluar mediante los límites de incertidumbre del diagrama de calibración correspondiente a las condiciones de utilización del instrumento, sin necesidad de “corregir” el valor leído para compensar los efectos conocidos de algunas de las condiciones de utilización. En todo caso, la corrección la

realiza internamente el instrumento de forma automática tras determinar el valor de las magnitudes de influencia relevantes en las condiciones de funcionamiento. Si durante la verificación de la calibración se encuentra que las desviaciones exceden de los límites del diagrama de calibración pertinente, el fabricante o el laboratorio de calibración realizan los ajustes necesarios para que las indicaciones correspondan a valores dados del mensurando. El usuario no interviene en el proceso. La tabla 1.3 anterior compara este enfoque con el enfoque tradicional.

1.3.3 Estimación de la incertidumbre de medida en una medida directa única

En una medida directa única, el valor indicado se toma como valor medido (V) y el límite de la incertidumbre del diagrama de calibración en las condiciones de funcionamiento es la incertidumbre de medida (U). La figura 1.14 ilustra el paso desde la lectura R hasta el resultado M .



Figura 1.14 Obtención del resultado en una medida directa única.

Ejemplo 1.2 Un determinado voltímetro de 3 ½ dígitos tiene, en la escala de 2 V, un límite de su incertidumbre $U = 1,2\%R + 10$ cuentas. ¿Cuál es la incertidumbre relativa cuando la lectura es de 1,543 V?

En primer lugar, si la presentación es de 3 ½ dígitos, la resolución en la escala de 2 V será de

$$\frac{1 \text{ cuenta}}{2000 \text{ cuentas}} \times 2 \text{ V} = 1 \text{ mV}$$

La incertidumbre correspondiente a una lectura de 1,543 V será,

$$U = 1,2 \times 10^{-2} \times 1,543 \text{ V} + 10 \times 1 \text{ mV} = 28,516 \text{ mV}$$

Pero en la escala de 2 V, el instrumento no puede apreciar más allá de los milivoltios. Luego, $U = \pm 28 \text{ mV}$. La incertidumbre relativa será

$$\frac{U}{V} = \frac{28 \text{ mV}}{1,543 \text{ V}} \approx 2 \%$$

El resultado de la medida es $1,543 \text{ V} \pm 28 \text{ mV}$, o bien $1,515 \text{ V}$ a $1,571 \text{ V}$ ($1,515$ a $1,571$) V.

1.3.4 Estimación de la incertidumbre de medida en medidas indirectas y en medidas por observaciones repetidas

Cuando una medida se obtiene a partir de varias medidas directas, el procedimiento para determinar el resultado es el de la figura 1.15. Para obtener el valor indicado y la incertidumbre de cada medida directa a partir del valor leído, se procede como en una medida directa única. El procedimiento para obtener el resultado final (valor de medida V e incertidumbre U), depende de si se trata de una medida indirecta o de una medida por observaciones repetidas.

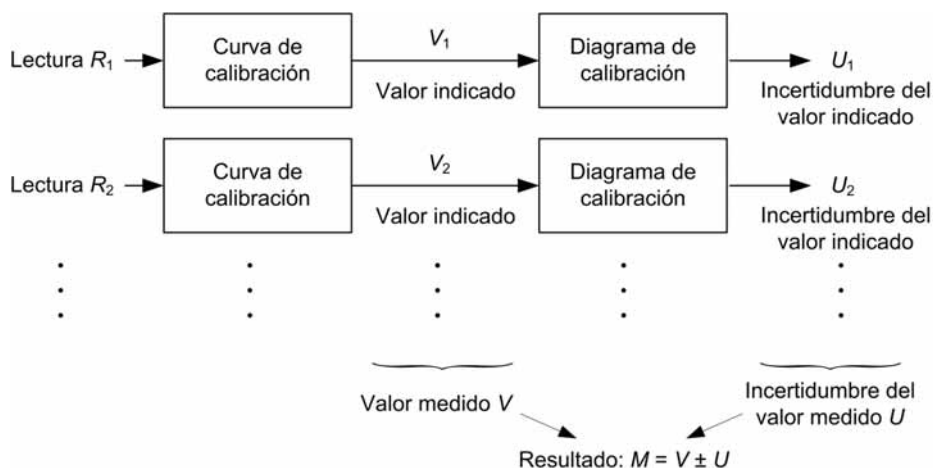


Figura 1.15 Obtención del resultado en una medida indirecta o en una medida por observaciones repetidas.

En una medida indirecta, la magnitud de interés Y está relacionada funcionalmente con otras N magnitudes X_i que se miden directamente,

$$Y = f(X_1, X_2, \dots, X_N) \quad (1.12)$$

El resultado de cada medida directa es un intervalo $[x_i - U_i, x_i + U_i]$. El valor medido para la medida indirecta es

$$y = f(x_1, x_2, \dots, x_N) \quad (1.13)$$

La incertidumbre de medida U se calcula con un método que depende de la relación que haya entre las X_i . Si las X_i son independientes unas de otras, se estima U^2 mediante la denominada *ley de propagación de la incertidumbre*,

$$U^2 = \sum_{i=1}^N \left(\frac{\partial f}{\partial x_i} \right)^2 U_i^2 \quad (1.14)$$

donde las derivadas parciales son los *coeficientes de sensibilidad*, evaluados así:

$$\frac{\partial f}{\partial x_i} = \left. \frac{\partial f}{\partial X_i} \right|_{X_i = x_i} \quad (1.15)$$

y cuantifican el cambio en y_i (Δy_i) debido a un cambio pequeño en x_i (Δx_i). Al elevar al cuadrado los coeficientes de sensibilidad, todas las incertidumbres se suman, incluso las de aquellas magnitudes con sensibilidad negativa.

Ejemplo 1.3 Estimar una resistencia mediante la ley de Ohm cuando la caída de tensión en ella es $1,215 \text{ V} \pm 15 \text{ mV}$ al circular una corriente de $1,055 \text{ mA} \pm 25 \text{ } \mu\text{A}$. La tensión y la corriente se miden con instrumentos distintos, y en unas condiciones que influyen poco en la incertidumbre instrumental respectiva.

A partir de la ley de Ohm, $R = V/I$, se obtienen los coeficientes de sensibilidad

$$\begin{aligned} \frac{\partial R}{\partial V} &= \frac{1}{I} \\ \frac{\partial R}{\partial I} &= -\frac{V}{I^2} \end{aligned}$$

Luego,

$$U^2(R) = \frac{1}{I^2} U^2(V) + \frac{V^2}{I^4} U^2(I)$$

Dividiendo los dos miembros de la igualdad por R^2 , resulta

$$\frac{U^2(R)}{R^2} = \frac{U^2(V)}{V^2} + \frac{U^2(I)}{I^2}$$

Es decir, el cuadrado de la incertidumbre relativa del resultado es la suma de los cuadrados de las incertidumbres relativas de cada una de las dos magnitudes medidas.

Según (1.13),

$$R = \frac{1,215 \text{ V}}{1,055 \text{ mA}} = 1151,6587 \text{ } \Omega$$

Las incertidumbres relativas en cada media directa y sus cuadrados son

$$\begin{aligned} \frac{U(V)}{V} &= \frac{15 \text{ mV}}{1,215 \text{ V}} = 1,23 \% ; \quad \frac{U^2(V)}{V^2} = 1,5 \times 10^{-4} \\ \frac{U(I)}{I} &= \frac{25 \text{ } \mu\text{A}}{1,055 \text{ mA}} = 2,37 \% ; \quad \frac{U^2(I)}{I^2} = 5,6 \times 10^{-4} \end{aligned}$$

De aquí,

$$\frac{U^2(R)}{R^2} = 1,5 \times 10^{-4} + 5,6 \times 10^{-4} = 7,1 \times 10^{-4}; \quad \frac{U(R)}{R} = 0,0266$$

$$U(R) = 0,0266 \times 1151,6587 \, \Omega = 30,6 \, \Omega \approx 31 \, \Omega$$

Luego, $R = 1152 \, \Omega \pm 31 \, \Omega$. Para el redondeo se han aplicado los criterios del apartado 1.5. En particular, si las lecturas de tensión y corriente se han obtenido con cuatro cifras, la resistencia calculada podrá tener como máximo también cuatro cifras.

Si las medidas de las X_i no son independientes sino que están correlacionadas, la ley de propagación de incertidumbres (1.14) no es válida. Si las x_i están totalmente correlacionadas (coeficiente de correlación +1), por ejemplo, si cada U_i se debe principalmente a un factor común a todas las medidas directas, la incertidumbre del resultado final es

$$U = \sum_{i=1}^N \left| \frac{\partial f}{\partial x_i} \right| U_i \quad (1.16)$$

Esta incertidumbre es mayor que la obtenida cuando las medidas directas son independientes. Una consecuencia de este resultado general es que la resistencia equivalente obtenida al conectar en serie o en paralelo dos o más resistencias de igual tolerancia, tiene la misma tolerancia.

Ejemplo 1.4 Estimar de nuevo la resistencia del ejemplo 1.3 pero suponiendo ahora que la tensión y la corriente se miden con el mismo instrumento y en unas condiciones que hacen que ambas medidas estén totalmente correlacionadas.

Con los coeficientes de sensibilidad del ejemplo 1.3, al aplicar (1.16) se obtiene

$$U(R) = \frac{1}{I} U(V) + \frac{V}{I^2} U(I)$$

Dividiendo los dos miembros de la igualdad por R , resulta

$$\frac{U(R)}{R} = \frac{U(V)}{V} + \frac{U(I)}{I}$$

Es decir, la incertidumbre relativa del resultado es ahora la suma de las incertidumbres relativas de cada una de las dos magnitudes medidas.

El valor medido será el mismo de antes, $R = 1152 \, \Omega$, pero la incertidumbre relativa del resultado será ahora

$$\frac{U(R)}{R} = 0,0123 + 0,0237 = 0,0360$$

$$U(R) = 0,036 \times 1151,6587 \, \Omega = 41,5 \, \Omega \approx 42 \, \Omega$$

Luego, $R = 1152 \Omega \pm 42 \Omega$. Obsérvese que los cálculos se han efectuado con los valores numéricos originales, no con los valores redondeados. La incertidumbre final es mayor que en el caso de medidas independientes, como cabía esperar, aunque es cuestionable que la incertidumbre en cada medida sea la misma en los dos casos, tal como se ha supuesto.

Si la correlación entre las medidas de las X_i no es total, el análisis es bastante más complejo, y la incertidumbre en el resultado final es un valor intermedio entre los obtenidos mediante (1.14) y (1.16).

En una medida por observaciones repetidas, el valor del mensurando se asigna por análisis estadístico de la distribución de los valores indicados en sucesivas observaciones repetidas en las mismas condiciones nominalmente iguales. En principio, si se mide una misma magnitud repetidas veces, la compatibilidad de los sucesivos resultados de medida se determina mediante el solapamiento de sus intervalos. Puede suceder, sin embargo, que la incertidumbre instrumental sea demasiado pequeña para asegurar la compatibilidad de los resultados de las medidas. Esta situación se puede dar en dos casos muy distintos:

- a) el mensurando es una magnitud con fluctuaciones estadísticas intrínsecas, por ejemplo el ruido térmico o el ruido de pulsos, que se describe con sus parámetros estadísticos. Los parámetros básicos son la media y la variancia (o su raíz cuadrada positiva, denominada desviación típica).
- b) el ruido asociado a la transmisión de las señales afecta al valor leído tanto o más que las condiciones de funcionamiento empleadas en la calibración.

En el caso a), si se desea conocer el valor medio de la magnitud X ($\mu_x = E[X]$, esperanza matemática de X) a partir de N lecturas $\{x_1, x_2, \dots, x_N\}$, que no serán coincidentes debido a las fluctuaciones de X , la mejor estimación del valor de μ_x es el promedio (media aritmética) de las N observaciones,

$$\bar{x} = \frac{x_1 + x_2 + \dots + x_n}{N} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i \quad (1.17)$$

y se toma como valor medido ($V = \bar{x}$). Dado que cada conjunto de N lecturas que se tomase tendría un promedio distinto, hay una incertidumbre U en el valor medido \bar{x} (que no se debe confundir con la incertidumbre en el valor que toma X en cada instante debido a sus fluctuaciones). Si N es

grande ($N > 30$), la distribución estadística de dichos promedios sigue una ley gaussiana, con independencia de cuál sea la distribución estadística de X . Para estimar U , se puede aplicar a (1.17) la ley de propagación de la incertidumbre en medidas indirectas (1.14), pues la primera lectura es independiente de la segunda, y ésta lo es de la tercera, etc., dado que las lecturas son los sucesivos valores de X , que fluctúan intrínsecamente. Si la variancia de X es $\sigma^2(x)$, aplicando (1.14) a (1.17), se obtiene que la variancia de la magnitud que se desea medir (μ_x) es

$$u^2(\bar{x}) = \frac{\sigma^2(x)}{N} \quad (1.18)$$

La desviación típica será

$$u(\bar{x}) = \frac{\sigma(x)}{\sqrt{N}} \quad (1.19)$$

Normalmente $\sigma^2(x)$ es desconocida, pero se puede estimar a partir de las N lecturas, mediante la *variancia experimental de las lecturas* (que es una función disponible en las calculadoras científicas),

$$s^2(x) = \frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^N (x_i - \bar{x})^2 \quad (1.20)$$

Su raíz cuadrada positiva es la *desviación típica de las lecturas*. La desviación típica de la media \bar{x} es entonces

$$u(\bar{x}) = \frac{s(x)}{\sqrt{N}} \quad (1.21)$$

Finalmente, para calcular U se multiplica la desviación típica por un factor de cobertura k que depende del nivel de confianza que se desee para el intervalo resultante. Dado que la distribución de las medias \bar{x} es gaussiana, para tener un nivel de confianza del 95 % se toma $k = 2$ (o $k = 1,96$ para ser más rigurosos). Si $N < 30$, la distribución de las medias no es gaussiana y k depende de N . Por ejemplo: si $N = 2$, $k = 12,7$; si $N = 5$, $k = 2,78$; si $N = 10$, $k = 2,26$. El resultado de medir μ_x será, pues,

$$\mu_x = \bar{x} \pm k \times u(\bar{x}) = \bar{x} \pm U(\bar{x}) \quad (1.22)$$

Según (1.18), la dispersión de las medias es menor que la dispersión de X (y que la dispersión de las N lecturas), de modo que la incertidumbre en el resultado de estimar el valor medio de X es menor que una medida de la dispersión de X , como puede ser su desviación típica. Pero esta conclusión no puede extenderse a cualquier situación donde se disponga de N lecturas de una magnitud, sino que las N lecturas tienen que ser independientes unas de otras. Si por ejemplo las N lecturas fueran casi coincidentes, esto sería una señal inequívoca de que no se está midiendo sólo una magnitud con fluctuaciones estadísticas intrínsecas, sino que hay otra magnitud que influye mucho en la lectura, hasta el punto de que prácticamente determina su dispersión.

En el caso b) anterior (ruido más importante que la incertidumbre instrumental de funcionamiento), hay que separar el ruido de la información sobre el mensurando, mediante un análisis estadístico sobre un conjunto de valores leídos. En particular, hay que eliminar las posibles lecturas aberrantes (equivocaciones) y después estimar la función de densidad de probabilidad de las lecturas. Estos análisis necesitan herramientas estadísticas avanzadas. Hay una situación, sin embargo, en la que se puede obtener una estimación aceptable de la incertidumbre de forma rápida: la medida por observaciones repetidas efectuadas con el mismo instrumento. Si se realizan N observaciones, en idénticas condiciones, de un mensurando que tiene una incertidumbre intrínseca despreciable, se obtendrán N resultados: N valores medidos V_i ($V_i = R_i$, la lectura respectiva) y una incertidumbre U_i en cada resultado (que será igual para todos ellos: la incertidumbre instrumental). Si hay un factor que hace fluctuar las lecturas, las V_i serán distintas (figura 1.16). Si se toma como valor medido final el promedio de las lecturas (1.17) ($V = \bar{V}$), se sabe que en este promedio hay una incertidumbre que se puede calcular mediante (1.21). La incertidumbre de medida U , que forma parte de la expresión del resultado ($M = V \pm U$), tiene entonces dos componentes: la incertidumbre debida al valor medido (\bar{V}) y la incertidumbre debida al instrumento.

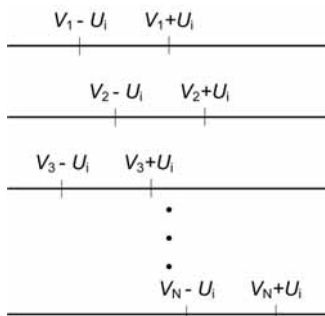


Figura 1.16 Resultados parciales en una medida por observaciones repetidas con el mismo instrumento.

Para calcular la incertidumbre total, se puede emplear el siguiente método. Expresemos V como suma de dos términos,

$$V = \bar{V} + \Delta\bar{V} \quad (1.23)$$

donde \bar{V} tiene una incertidumbre que se puede calcular con (1.21) y el factor k adecuado, y $\Delta\bar{V}$ es una “corrección” cuyo valor medio es cero y cuya incertidumbre es U_i (el límite de la incertidumbre instrumental en las condiciones de funcionamiento). Aplicando la ley de propagación de las incertidumbres, pues \bar{V} y $\Delta\bar{V}$ son independientes, resulta

$$U^2 = U^2(\bar{V}) + U^2(\Delta\bar{V}) = U^2(\bar{V}) + U_i^2 \quad (1.24)$$

Este caso muestra la importancia de la información a priori: si sólo se dispusiera del conjunto de lecturas V_i , sin conocer su procedencia, la incertidumbre de medida sería la de su promedio. Si se sabe además que proceden de un instrumento cuya incertidumbre instrumental es conocida, se puede tener ésta en cuenta para estimar mejor la incertidumbre del resultado, aunque el valor medido será el mismo.

Ejemplo 1.5 Calcular el resultado de medir una resistencia con un instrumento que ha proporcionado 50 lecturas independientes cuya media es $9843 \, \Omega$ y desviación típica $57 \, \Omega$, sabiendo que la incertidumbre instrumental es $\pm 11 \, \Omega$.

El resultado será un intervalo definido por el valor medido y la incertidumbre. El valor medido será la media de las lecturas, $\bar{R} = 9843 \, \Omega$. La incertidumbre se puede calcular mediante (1.24), utilizando para ambas componentes de incertidumbre, valores que tengan el mismo nivel de confianza (95 %). La desviación típica de la media se puede calcular mediante (1.21),

$$u(\bar{R}) = \frac{s(R)}{\sqrt{50}} = \frac{57 \Omega}{\sqrt{50}} = 8,061 \Omega$$

Para tener un nivel de confianza del 95 %, hay que emplear un factor de cobertura $k = 2$; luego, $U^2(\bar{R}) = 259,919 \Omega$. Aplicando ahora (1.24),

$$U^2 = U^2(\bar{R}) + U^2(\Delta\bar{R}) = 259,919 \Omega^2 + 121 \Omega^2 = 380,9 \Omega^2$$

De aquí, $U = 19,517 \Omega \approx 20 \Omega$. El resultado de la medida será, $R = 9843 \Omega \pm 20 \Omega$.

1.4 Las unidades de medida y sus símbolos

Una unidad de medida es una magnitud cuyo valor numérico se admite convencionalmente como uno. Un *sistema de unidades* es un conjunto de unidades establecido para un sistema de magnitudes dado, y comprende un conjunto de unidades, elegidas como básicas, y sus *unidades derivadas*, determinadas por sus ecuaciones de definición a partir de las unidades básicas. En ingeniería se emplea habitualmente el Sistema Internacional de unidades (SI), que es de uso legal en la Unión Europea, junto con otras unidades que no son del SI pero cuya utilización está aceptada.

La magnitud eléctrica fundamental en el SI es la intensidad de corriente eléctrica, cuyo símbolo es I . La unidad básica correspondiente es el amperio (símbolo A). Algunas magnitudes derivadas, sus símbolos y las unidades correspondientes junto con sus símbolos respectivos, que son los mismos en todos los idiomas, figuran en la tabla 1.4. Los nombres de las unidades se escriben con caracteres rectos y minúscula inicial, incluso si proceden de nombres propios (ohm, siemens, farad); se exceptúa Celsius en “grado Celsius” porque hace de adjetivo. El plural de los nombres de las unidades se forma añadiendo una s, salvo cuando terminan en s, x o z (siemens, lux, hertz), que permanecen invariables. Para valores inferiores a 1, el nombre de la unidad se escribe en singular: 0,1 volt, 0,2 grado Celsius, aunque siempre es preferible emplear el símbolo de la unidad para acompañar a los valores numéricos: 0,1 V, 0,2 °C. A los nombres de las unidades no se les pueden aplicar operaciones matemáticas, como por ejemplo en faradio/metro; hay que escribir faradio dividido por metro.

Tabla 1.4 Símbolos de las magnitudes físicas comunes en ingeniería electrónica y de telecomunicaciones y de sus unidades según normas de la CEI (Comisión Electrotécnica Internacional).

Magnitud	Símbolo ⁽¹⁾	Unidad ⁽²⁾	Símbolo ⁽³⁾
intensidad de corriente	I	ampere (amperio)	A
carga eléctrica	Q	coulomb (culombio)	C
campo eléctrico	E	volt (voltio) dividido por metro	V/m
potencial eléctrico	V, φ	volt (voltio)	V
diferencia de potencial, tensión	$U, (V)$	volt (voltio)	V
fuerza electromotriz	E	volt (voltio)	V
trabajo	$W, (A)$	joule (julio)	J
energía	$E (W)$	joule (julio)	J
capacidad	C	farad (faradio)	F
permitividad	ϵ	farad dividido por metro	F/m
permitividad relativa	ϵ_r	- (adimensional)	-
densidad de corriente	$J, (S)$	ampere dividido por metro cuadrado	A/m ²
campo magnético	H	ampere dividido por metro	A/m
fuerza magnetomotriz	F, F_m	ampere	A
inducción magnética, densidad de flujo magnético	B	tesla	T
flujo magnético	Φ	weber	Wb
autoinducción	L	henry (henrio)	H
inductancia mutua	M, L_{12}	henry (henrio)	H
permeabilidad	μ	henry dividido por metro	H/m
permeabilidad relativa	μ_r	- (adimensional)	-
resistencia	R	ohm (ohmio)	Ω
conductancia	G	siemens	S
resistividad	ρ	ohm por metro	$\Omega \times m$
conductividad	γ, σ	siemens dividido por metro	S/m
reluctancia	R, R_m	henry elevado a menos uno	H ⁻¹
desfase, diferencia de fase	φ	radián	rad
impedancia	Z	ohm	Ω
reactancia	X	ohm	Ω
admitancia	Y	siemens	S
susceptancia	B	siemens	S
potencia activa	P	watt (vatio)	W
potencia reactiva	$Q (P_a)$	var [watt] ⁽⁴⁾	var
potencia aparente	$S (P_s)$	voltampere (voltamperio) [watt] ⁽⁴⁾	VA
tiempo	t	segundo	s
período	T	segundo	s
constante de tiempo	τ	segundo	s
frecuencia	$f (v)$	hertz (hercio)	Hz
pulsación	ω	radián dividido por segundo	rad/s
longitud de onda	λ	metro	m
diferencia de fase, desfase	φ, ϕ	- (adimensional)	-
temperatura termodinámica	$T (\theta)$	kelvin	K
temperatura celsius	$t (\theta)$	grado Celsius	°C
energía radiante	Q, W	joule (julio)	J

flujo radiante	ϕ (ϕ_e)	watt (vatio)	W
intensidad radiante	I (I_e)	watt dividido por estereoradián	W/sr
luminancia energética, radiancia	L (L_e)	watt dividido por estereoradián y metro cuadrado	W/(sr m ²)
irradiancia	E (E_e)	watt dividido por metro cuadrado	W/m ²
intensidad luminosa	I (I_v)	candela	cd
flujo luminoso	ϕ (ϕ_v)	lumen	lm
cantidad de luz	Q (Q_v)	lumen por segundo	lm s
luminancia	L (L_v)	candela dividida por metro cuadrado	cd/m ²
iluminancia	E (E_v)	lux	lx
diferencia de nivel de amplitud	L_F	neper ⁽⁵⁾	Np
diferencia de nivel de amplitud	L_F	decibel (decibelio) ⁽⁶⁾	dB
información		bit ⁽⁷⁾	bit ⁽⁷⁾
información		byte (octeto)	B

Notas:

1. Los símbolos de las magnitudes se escriben con letra cursiva, incluso en subíndices y exponentes. Los símbolos entre paréntesis son los de reserva.
2. Los nombres de unidades entre paréntesis son los castellanizados, pero la Real Academia Española acepta los nombres originales del SI.
3. Los símbolos de las unidades se escriben con letra redonda (recta, romanilla).
4. La unidad de potencia en el SI es el watt, pero la norma CEI60027-1 acepta las unidades var (acrónimo de volt-ampere-reactivo) y VA, para distinguir la potencia reactiva y la potencia aparente de la potencia activa, según es costumbre en ingeniería eléctrica y electrónica.
5. Un neper (1 Np) es el nivel de una magnitud de campo de fuerza (potencial eléctrico, fuerza, presión) cuando $F/F_0 = e$ ($e = 2,718\ 28$), es decir, $\ln(F/F_0) = 1$, donde F_0 es un valor de referencia. De forma equivalente, 1 Np es el nivel de una potencia P cuando $P/P_0 = e^2$, es decir, cuando $(1/2)\ln(P/P_0) = 1$. Así pues, el valor numérico de L_F (nivel de F), cuando L_F se expresa en la unidad neper es $\{L_F\}Np = \ln(F/F_0)$, y el valor numérico de L_P (nivel de P) cuando L_P se expresa en la unidad neper es $\{L_P\}Np = (1/2)\ln(P/P_0)$; es decir,

$$L_F = \ln(F/F_0) \text{ Np}$$

$$L_P = \ln(P/P_0) \text{ Np}$$

6. Un bel (1 B) es el nivel de una magnitud de campo de fuerza (potencial eléctrico, fuerza) cuando $F/F_0 = \sqrt{10}$, es decir, $2\lg(F/F_0) = 1$, donde F_0 es un valor de referencia. De forma equivalente, 1 B es el nivel de una potencia P cuando $P/P_0 = 10$, es decir, cuando $\lg(P/P_0) = 1$. Así pues, el valor numérico de L_F (nivel de F), cuando L_F se expresa en la unidad bel es $\{L_F\}B = 2\lg(F/F_0)$, y el valor numérico de L_P (nivel de P) cuando L_P se expresa en la unidad bel es $\{L_P\}B = \lg(P/P_0)$; es decir,

$$L_F = 2\lg(F/F_0) \text{ B} = 20\lg(F/F_0) \text{ dB}$$

$$L_P = \lg(P/P_0) \text{ B} = 10\lg(P/P_0) \text{ dB}$$

Dado que el nivel de LF (o LP) es independiente de la unidad con que se exprese, se deduce que $1 \text{ dB} = (1/2)\ln 10 \text{ Np} \approx 0,115 \text{ 129 3 Np}$.

7. El plural de bit (como unidad) es bites, pero se usa bits. Como símbolo, bit no tiene plural.

Para poder expresar los resultados de las medidas mediante cantidades con pocas cifras, se emplean las unidades múltiplo y submúltiplo, que se forman a partir de las unidades básicas y derivadas según escalones normalizados (potencias de 10, salvo en las medidas de tiempo y en las de ángulos planos que no se den en radianes, donde los escalones son de 60). En la tabla 1.5 se presentan los prefijos del SI y sus símbolos. Los símbolos de los prefijos de los múltiplos mega y superiores se escriben con mayúscula y el resto con minúscula. Así, en 17 MHz hay dos mayúsculas seguidas y en 10 kHz la segunda letra es mayúscula. Estos prefijos se aplican también al grado Celsius: 5 m°C son cinco miligrado Celsius (0,005 °C).

Tabla 1.5 Valor y símbolos de los prefijos del SI.

Factor	Prefijo	Símbolo	Factor	Prefijo	Símbolo
$10^{24} = (10^3)^8$	yota	Y	$10^{-24} = (10^3)^{-8}$	yocto	y
$10^{21} = (10^3)^7$	zeta	Z	$10^{-21} = (10^3)^{-7}$	zepto	z
$10^{18} = (10^3)^6$	exa	E	$10^{-18} = (10^3)^{-6}$	ato	a
$10^{15} = (10^3)^5$	peta	P	$10^{-15} = (10^3)^{-5}$	femto	f
$10^{12} = (10^3)^4$	tera	T	$10^{-12} = (10^3)^{-4}$	pico	p
$10^9 = (10^3)^3$	giga	G	$10^{-9} = (10^3)^{-3}$	nano	n
$10^6 = (10^3)^2$	mega	M	$10^{-6} = (10^3)^{-2}$	micro	μ
$10^3 = (10^3)^1$	kilo	k	$10^{-3} = (10^3)^{-1}$	mili	m
10^2	hecto	h	10^{-2}	centi	c
10^1	deca	da	10^{-1}	deci	d

Para evitar confusiones entre los prefijos derivados de las potencias de 10 y los derivados de las potencias de 2, comunes en electrónica digital y telecomunicaciones, la CEI introdujo en 1998 otros prefijos que se recogen en la tabla 1.6. Kibibit, por ejemplo, viene de “kilo” y “binario”; su símbolo es Ki- en vez de ki- para mantener la uniformidad con los otros símbolos (Mi-, Gi-, etc., cuya primera letra viene del correspondiente símbolo del SI y la “i” se toma de binario). Así, por ejemplo, un kibibit (1 Kibit) son 1024 bits (1024 bit) y 1 kbit = 1000 bit; un mebibyte (1 MiB) son 1 048 576 bytes (1 048 576 B) y 1 MB = 1 000 000 B; un gibibyte (1 GiB) son

1 073 741 824 B y 1 GB = 1 000 000 000 B. Estos nuevos prefijos, que no forman parte del SI, lamentablemente se usan poco, incluso en ambientes académicos, por lo que las confusiones son frecuentes. En concreto, las memorias de ordenador (internas y externas) tienen a veces menor capacidad de lo que uno, por ignorancia, cree, porque los fabricantes emplean la designación acorde con los prefijos del SI. Además, en los Estados Unidos emplean el punto en lugar de la coma decimal, y a menudo la coma en lugar del punto, de manera que no es extraño encontrarse con 1,048,576 bytes como equivalente de 1 MB.

Tabla 1.6 Prefijos correspondientes a potencias de 2 y sus símbolos.

Factor	Prefijo	Símbolo
$2^{10} = 1024$	kibi	Ki
$2^{20} = (2^{10})^2 = 1\,048\,576$	mebi	Mi
$2^{30} = (2^{10})^3 = 1\,073\,741\,824$	gibi	Gi
$2^{40} = (2^{10})^4 = 1\,099\,511\,627\,776$	tebi	Ti
$2^{50} = (2^{10})^5 = 1\,125\,899\,906\,842\,624$	pebi	Pi
$2^{60} = (2^{10})^6 = 1\,152\,921\,504\,606\,846\,976$	exbi	Ei

En la escritura de los símbolos de las unidades del SI y de sus prefijos, hay que observar las siguientes reglas y recomendaciones:

1. Los símbolos sólo pueden emplearse asociados a un valor numérico. Debe decirse, por ejemplo, “la corriente está expresada en miliamperios” y no “la corriente está expresada en mA”.
2. Los símbolos no son abreviaturas, de manera que no tienen plural y no llevan punto final, salvo exigencias de la puntuación normal. Ejemplo, 40 dB, y no 40 dBs.
3. Los símbolos de unidades derivadas de nombres propios se escriben con mayúscula y el resto con minúscula. Ejemplo: 10 V, no 10 v. Excepción: para el litro se acepta el símbolo L cuando la minúscula puede confundirse con el número 1.
4. Los símbolos de unidades obtenidas multiplicando otras unidades se indican mediante un espacio en blanco o un punto a media altura (\cdot). Si no hay peligro de confusión, el espacio en blanco se puede eliminar. Ejemplo: 10 kW h = 10 kW·h = 10 kWh. Pero 10 ms⁻¹ (= 10/ms = 104/s), no es lo mismo que 10 m s⁻¹ (= 10 m/s). (Si se emplea un

punto como signo decimal, para evitar confusiones con el punto a media altura debe emplearse sólo el aspa (\times) como símbolo de la multiplicación).

5. La combinación de prefijo y símbolo se escribe sin espacio en blanco entre ellos y hay que considerarla como un nuevo símbolo, de manera que se puede elevar a una potencia sin poner paréntesis. Ejemplo: $10 \text{ nV}^2 = 10^{-18} \text{ V}^2$ ($\neq 10^{-9} \text{ V}^2$).
6. En unidades compuestas hay que emplear los símbolos de multiplicación o de división. Debe escribirse, por ejemplo, bit/s en lugar de bps y r/min en lugar de rpm. En las unidades compuestas por división se recomienda que el prefijo esté ligado a la unidad del denominador: $15 \text{ V}/\mu\text{s}$ mejor que 15 MV/s , pero según el contexto puede ser preferible otra opción: $2 \mu\text{V/V}$ en vez de 2 V/MV . Para evitar los denominadores se pueden emplear potencias con exponente negativo. Ejemplo: $15 \text{ V}/\mu\text{s} = 15 \text{ V } \mu\text{s}^{-1}$. Hay que evitar el uso de más de una barra oblicua en la misma línea, o en caso contrario utilizar paréntesis para evitar las ambigüedades.
7. No se deben emplear prefijos compuestos. Por ejemplo, no se debe escribir $1 \mu\mu\text{F}$ sino 1 pF . (Aunque la unidad de masa es el kilogramo, los múltiplos y submúltiplos se forman a partir del gramo (g)).
8. Hay que dejar un espacio en blanco entre el valor numérico y el símbolo, excepto para los símbolos de las unidades de ángulo plano. Ejemplos: 10% , $30 \text{ }^\circ\text{C}$, 10 pC , pero $45^\circ 30' 12''$.
9. Los nombres y los símbolos de las unidades no admiten calificativos (eficaz, máximo, mínimo...). Es el nombre de la magnitud el que los admite. Se dirá, por ejemplo, “la tensión eficaz es $V_{\text{ef}} = 230 \text{ V}$ ”, en vez de “la tensión es $V = 230 V_{\text{ef}}$ ”. Cuando se trate de diferencias de nivel (LF, LP), hay que especificar siempre el nivel de referencia. La norma CEI60027-3 propone dos métodos: $L_x(\text{re } x_{\text{ref}})$ o L_x/x_{ref} , donde x es la magnitud cuyo valor se da (tensión, campo eléctrico, presión acústica, potencia...), y x_{ref} es el valor de referencia de dicha magnitud (por ejemplo, $774,6 \text{ mV}$, $1 \mu\text{V/m}$, $20 \mu\text{Pa}$, 1 mW , respectivamente). Diremos entonces, $\text{LP (re } 1 \text{ mW)} = 30 \text{ dB}$ y $\text{Lp (re } 20 \mu\text{Pa)} = 115 \text{ dB}$.

Hay que evitar, pues, el uso de símbolos como dBm, dBm0 y otros similares. En tablas y figuras se puede emplear la siguiente notación compacta: 30 dB (1 mW), 115 dB (20 μ Pa). Si en un contexto se emplea siempre la misma referencia, basta darla al principio y advertir al lector sobre la omisión.

10. Los prefijos no se pueden aplicar a las magnitudes adimensionales. Por ejemplo, se puede escribir $\Delta f/f = 2 \times 10^{-6}$ Hz/Hz o $\Delta f/f = 2$ μ Hz/Hz, pero no $\Delta f/f = 2$ μ .
11. No se deben mezclar nombres y símbolos de unidades: 3 volts/s es incorrecto; debe ser 3 V/s. Para cumplir esta regla, y evitar por ejemplo expresiones del tipo 50×106 muestras/s, puede ser necesario redactar la frase de otra forma y decir que el número de muestras tomadas en un segundo es de 50×106 .

1.5 Expresión del resultado de una medida

El resultado de una medida comprende el valor medido, la incertidumbre correspondiente y la unidad de medida. Dado que para la incertidumbre de medida normalmente bastan dos cifras significativas, la última cifra que se debe conservar del valor numérico del resultado es la que ocupa la misma posición que la cifra menos significativa en la expresión de la incertidumbre. Para ello hay que sustituir el valor numérico obtenido, por otro valor que tenga menos dígitos, es decir, hay que *redondear* el valor numérico original. Este redondeo hay que hacerlo sólo en la expresión de los resultados, no en los cálculos intermedios.

1.5.1 Reglas para redondear los valores numéricos

Para redondear el valor numérico de los resultados hay distintas reglas. Con la regla de Gauss, el número redondeado se selecciona de la serie de múltiplos enteros de un intervalo de redondeo determinado. La tabla 1.7 muestra los múltiplos enteros para tres intervalos de redondeo distintos. Si sólo hay un múltiplo entero que sea el número más próximo al número dado, se selecciona dicho múltiplo como número redondeado.

Tabla 1.7 Múltiplos enteros para tres intervalos de redondeo. *a, b y c son cifras cualesquiera.*

Intervalo de redondeo	0,1	1	10
Múltiplos enteros	abc,1	abc1	abc10
	abc,2	abc2	abc20
	abc,3	abc3	abc30

Ejemplo 1.6

Intervalo de redondeo 0,1:	Valor numérico original	Valor redondeado
	23,451	23,5
	23,42	23,4
	23,38	23,4
Intervalo de redondeo 10:	Valor numérico original	Valor redondeado
	1225,1	1230
	1219,6	1220
	1227,5	1230

Si hay dos múltiplos enteros igualmente próximos al número dado, se elige el número par como múltiplo redondeado. Es decir, el dígito anterior al 5 se deja igual si es par, y se incrementa en 1 si es impar.

Ejemplo 1.7

Intervalo de redondeo 0,1:	Valor numérico original	Valor redondeado
	23,351	23,4
	23,45	23,4
	23,55	23,6
Intervalo de redondeo 1:	Valor numérico original	Valor redondeado
	1223,5	1224
	1224,5	1224
	1225,5	1226

Una regla de redondeo alternativa a la de Gauss es limitar el error por redondeo a un porcentaje determinado (por ejemplo, el 10 %) de la incertidumbre del resultado anunciado. Esta regla es muy útil para evitar que al convertir unidades se falsee la incertidumbre que se tenía realmente en el resultado original.

Ejemplo 1.8 Convertir 12 in (pulgadas) en centímetros.

Dado que 1 in = 2,54 cm,

$$12 \text{ in} \times \frac{2,54 \text{ cm}}{1 \text{ in}} = 30,48 \text{ cm} \approx 30,5 \text{ cm} \approx 30 \text{ cm}$$

La incertidumbre en el resultado original era (implícitamente) $\pm 0,5$ in, que equivale a un ± 4 % de 12 in. Si se redondea el resultado de la conversión a 30,5 cm, la incertidumbre implícita es de 0,05 cm, que es sólo un $\pm 0,16$ % de 30,5 cm. Si en cambio se redondea el resultado a 30 cm, la incertidumbre implícita es de $\pm 0,5$ cm, que es un 1,6 % de 30 cm. Aunque esta incertidumbre todavía es mejor que la del resultado original, es más aceptable que la que se tendría si se diera como resultado 30,5 cm.

Si el valor numérico que se redondea es el de la incertidumbre, puede ser más adecuado redondear al alza que redondear al dígito más próximo, pero siempre debe prevalecer el sentido común. Así, una incertidumbre de $\pm 38,45$ mV, por ejemplo, se redondearía a ± 39 mV, pero una incertidumbre de $\pm 39,15$ mV se redondearía a ± 39 mV, es decir, a la baja.

1.5.2 Reglas para escribir los valores numéricos

Para escribir los valores numéricos hay que seguir las siguientes reglas:

1. Los valores numéricos deben expresarse con caracteres verticales.
2. En los valores inferiores a la unidad, el cero debe preceder al signo decimal. Se prefiere la notación decimal al uso de fracciones (0,5 mejor que $\frac{1}{2}$).
3. El símbolo para separar la parte entera de la parte decimal es una coma sobre la línea de escritura. En los documentos en inglés, se puede utilizar un punto sobre la línea de escritura en vez de lacoma.
4. Los ceros a la derecha del signo decimal que sean significativos, no deben omitirse.
5. Para facilitar la lectura de los números que tengan más de cuatro cifras, éstas pueden agruparse de tres en tres intercalando espacios en blanco, pero sin símbolos adicionales, a uno y otro lado de la coma decimal. Ejemplos: 34 852,217 43, pero no 34.852,21743; 5023 o 5 023, pero no 5.023; 0,4623 o 0,462 3, pero no 0,46 23. Los números de muchas cifras se pueden evitar empleando las unidades derivadas.
6. Siempre debe mediar un espacio en blanco entre los símbolos de las operaciones matemáticas y los valores numéricos a los que se aplican. Escribiremos, por ejemplo, $2,0 \times 10^{-6}$ V, y no $2,0 \times 10^{-6}$ V.
7. Los valores numéricos deben ir siempre junto al símbolo de la unidad correspondiente. Ejemplos: 5 V a 15 V, (5 a 15) V,

$(5 \pm 0,5) \text{ V}$, $5 \text{ V} \pm 0,5 \text{ V}$, $230 \times (1 \pm 0,1) \text{ V}$, $230 \times (1 \pm 10 \%) \text{ V}$, $20 \text{ }^{\circ}\text{C}$ a $30 \text{ }^{\circ}\text{C}$. Son expresiones incorrectas: $5 \text{ a } 15 \text{ V}$, $5\text{-}15 \text{ V}$, $5 \text{ V} - 15 \text{ V}$, $5 \pm 0,5 \text{ V}$, $5 \text{ V} \pm 0,5$, $230 \text{ V} \pm 10 \%$, $20 \text{ a } 30 \text{ }^{\circ}\text{C}$.

Se recomienda emplear, siempre que sea posible, valores numéricos entre 0,1 y 1000, y aquellos prefijos que representan 10 elevado a una potencia que sea múltiplo de 3. Pero en tablas de valores de una misma magnitud, es preferible emplear un único prefijo para el símbolo de la unidad, aunque ello lleve a valores fuera del rango entre 0,1 y 1000.

1.5.3 Reglas para expresar el valor de las unidades

El valor de una magnitud se expresa como producto de un número (valor numérico) y una unidad,

$$A = \{A\} [A] \quad (1.25)$$

donde $\{A\}$ es el valor numérico de A cuando el valor de A se expresa en la unidad $[A]$, y donde el símbolo de la multiplicación es un espacio en blanco. El valor numérico se puede expresar, pues, como

$$\{A\} = A/[A] \quad (1.26)$$

Esta forma de representación es adecuada para figura y tablas. Por ejemplo, en la cabecera de la columna de una tabla con los valores de una resistencia R en kilohms, se puede poner $R/\text{k}\Omega$. Si se pusiera $R(\text{k}\Omega)$ no quedaría claro su significado. Una forma alternativa es $\{R\}_{\text{k}\Omega}$, pero es más incómoda.

Cuadro 1.1 Definición de algunas unidades comunes en ingeniería eléctrica y de telecomunicación, y sus patrones

Un *patrón* es una medida materializada, instrumento de medida, material de referencia o sistema de medida destinado a definir, representar físicamente, conservar o reproducir una unidad de una magnitud, o un múltiplo o submúltiplo de esta unidad, o un valor conocido de una magnitud, con una incertidumbre dada. Un *patrón primario* es un patrón que es designado o ampliamente reconocido como poseedor de las más altas cualidades metrológicas y cuyo valor es aceptado sin hacer referencia a otros patrones de la misma magnitud. Un *patrón secundario* es aquél cuyo valor e incertidumbre se determinan por comparación directa o indirecta con un patrón primario. Un *patrón de referencia* es aquél que generalmente tiene la más alta calidad metrológica disponible en un lugar dado o en una organización dada, del que se derivan las medidas realizadas en dicho lugar. Un *patrón de trabajo* es un patrón, calibrado normalmente frente a patrones de referencia, que se utiliza habitualmente para calibrar o controlar medidas materializadas, instrumentos de medida o materiales de referencia.

El *ampere* se definió en 1948 (junto con la mayoría de unidades de magnitudes eléctricas) como “la corriente constante que, al circular por dos conductores rectos paralelos, indefinidos, de sección transversal circular despreciable, y separados 1 m en el vacío, produce entre dichos conductores una fuerza de 2×10^{-7} newton por cada metro del longitud”. Esta definición es muy difícil de realizar en la práctica, de modo que no hay una representación física del ampere, sino que se obtiene a partir de la relación entre el volt y el ohm, de acuerdo con la ley de Ohm, $I = V/R$.

El *segundo* se definió hasta 1967 como la fracción $1/86\,400$ del “día solar medio”, pero la velocidad de rotación de la Tierra se reduce casi 1 s cada 10 años. En 1967 se adoptó la definición actual: un segundo es la duración de $9\,192\,631\,770$ periodos de la radiación correspondiente a la transición entre dos niveles del estado de reposo del átomo de cesio 133. En 1997 se concretó que el estado de reposo era el correspondiente a 0 K. La transición entre dos niveles de energía E_1 y E_2 de un átomo viene acompañada de la emisión (o absorción) de una radiación de frecuencia $f = (E_1 - E_2)/h$, donde $h = 6,62 \times 10^{-34}$ Js es la constante de Planck. Si los niveles de energía están libres de interferencias externas, la frecuencia depende sólo de la estructura del átomo. En un reloj atómico de cesio, se proyectan átomos de cesio dentro de una cámara de microondas y se deja que vayan cayendo por la

acción de la gravedad. La caída de los átomos se frena mediante haces de radiación láser, y de esta forma se tiene más tiempo para medir las transiciones entre niveles de energía.

El *watt* es la potencia que en un segundo produce 1 J de energía. El *joule* es el trabajo realizado cuando el punto de aplicación de una fuerza de 1 N se desplaza 1 m en la dirección de la fuerza.

El *volt* es la diferencia de potencial entre dos puntos de un conductor por el que circula 1 A cuando la potencia disipada entre dichos puntos es de 1 W. El volt se realiza, con una incertidumbre de $0,4 \times 10^{-6}$ respecto a la definición del SI, mediante el *efecto Josephson* de alterna: la diferencia de potencial entre dos superconductores separados por un dieléctrico muy fino (*unión Josephson*) y expuestos a una radiación electromagnética, toma valores cuantificados que dependen de la frecuencia de la radiación y de la *constante de Josephson* ($K_{j-90} = 483\,597,9 \text{ GHz/V}$; el 90 se refiere al 1-1-1990, fecha de entrada en vigor del acuerdo sobre este valor). Conectando muchas uniones en serie se obtienen tensiones de hasta 10 V, que se emplean para calibrar diodos Zener (6,2 V a 6,3 V, amplificados para obtener 10 V) utilizados como patrones secundarios.

El *ohm* es la resistencia eléctrica entre dos puntos de un conductor cuando al aplicar una diferencia de potencial de 1 V entre dichos puntos provoca una corriente de 1 A, siempre y cuando en dicho conductor no se esté generando ninguna fuerza electromotriz. El patrón primario de resistencia se basa actualmente en el efecto Hall cuántico y tiene una incertidumbre de 2×10^{-6} respecto a la definición del SI. El *efecto Hall* es la aparición de una diferencia de potencial en la dirección transversal de un conductor por el que circula una corriente en sentido longitudinal, cuando está sometido a un campo magnético perpendicular a ambas. El cociente entre la diferencia de potencial y la corriente se denomina *resistencia Hall*. El *efecto Hall cuántico* aparece cuando la corriente se confina en una lámina muy fina que se mantiene a temperatura de 1 K a 2 K: la resistencia Hall cambia entonces según incrementos que corresponden a la *constante de von Klitzing*, cuyo valor asignado es $R_{K-90} = 25\,812,870 \, \Omega \approx h/e^2$ ($e = 1,602\,177\,33 \text{ C}$ es la carga del electrón). Los patrones de resistencia primarios, con valores desde $0,001 \, \Omega$ hasta $10 \text{ k}\Omega$, son de hilo de manganina o Evanohm bobinados (para evitar las tensiones mecánicas en el hilo), que tienen alta resistividad y un coeficiente de temperatura de su resistencia muy pequeño. La bobina se mantiene a temperatura constante dentro de un baño de aceite, que impide además que el hilo experimente los cambios de la humedad ambiente.

El *coulomb* es la cantidad de electricidad transportada por una corriente de 1 A en 1 s. El *farad* se define como la capacidad de un condensador entre cuyas placas aparece una diferencia de potencial de 1 V cuando está cargado con 1 C. Los condensadores patrón tienen dos armaduras paralelas con múltiples electrodos metálicos intercalados y separados una distancia bien conocida, encerradas en una caja de Faraday. El dieléctrico es nitrógeno para las capacidades pequeñas y un sólido para las capacidades más grandes. Su incertidumbre es muy pequeña: hasta $\pm 0,5 \times 10^{-6}$ para un modelo de 1000 pF, a 1 kHz.

El *henry* es la inductancia de un circuito cerrado en el que se genera una fuerza electromotriz de 1 V cuando la corriente del circuito varía de manera uniforme a razón de 1 A/s. Los inductores patrón, basados en solenoides (bobinas más largas que anchas) tienen una incertidumbre superior a $\pm 2 \times 10^{-4}$.

2. Fuentes de alimentación

Para que los circuitos, equipos y sistemas electrónicos funcionen correctamente hay que suministrarles energía eléctrica de tensión, o corriente, y frecuencia específicas, y potencia suficiente. Los circuitos electrónicos que procesan o generan señales, deben alimentarse con una tensión continua estable, pues de lo contrario las fluctuaciones de la tensión de alimentación repercuten en mayor o menor grado en las señales de salida de los circuitos. Los equipos que obtienen la alimentación adecuada a partir de la fuente de energía eléctrica disponible se denominan *fuentes de alimentación estabilizadas*. Estas fuentes proporcionan la energía de las señales de salida de los circuitos cuya amplitud está controlada por la respectiva señal de entrada.

2.1 Función y tipos de fuentes de alimentación

Una *fente de alimentación estabilizada* adapta las características y parámetros de la fuente de energía eléctrica disponible a las necesidades de un sistema (denominado *carga*) para que éste pueda funcionar de forma segura y estable. La fuente de energía eléctrica puede ofrecer una tensión continua o alterna, y la carga puede necesitar una tensión continua o alterna. Hay, pues, cuatro tipos genéricos de fuentes de alimentación. Si tanto la entrada como la salida son alternas, tenemos un estabilizador o *convertidor de corriente alterna* (convertidor ca/ca o ac/ac, del inglés *alternating current*) o convertidor de frecuencia. Si tanto la entrada como la salida son tensiones continuas, tenemos un *convertidor de corriente continua* (convertidor cc/cc o dc/dc del inglés *direct current*). Si la entrada es una tensión continua y la salida es alterna, tenemos un *inversor* u *ondulador* (convertidor cc/ca o dc/ac). Si la entrada es una tensión alterna y la salida es continua, tenemos una *fente de alimentación* por antonomasia (convertidor ca/cc o ac/cc).

Las fuentes de energía eléctrica primarias habituales son la red eléctrica y las baterías (acumuladores recargables y pilas). La red eléctrica ofrece una tensión alterna (sinusoidal) de amplitud y frecuencia constantes: 230 V (eficaces) y 50 Hz en la Europa continental, 127 V (eficaces) y 60 Hz en América. Hay países y regiones con tensiones de sólo 85 V, otros con 264 V

y otros con valores intermedios. Los generadores en aeronaves y buques dan una tensión de 400 Hz o 1000 Hz. Las baterías recargables dan una tensión continua relativamente constante si no se las somete a cargas ni descargas bruscas. Las pilas ofrecen una tensión continua que decrece con el uso (Cuadro 2.1). Algunos buses de comunicación (Ethernet, USB) pueden alimentar equipos terminales conectados a ellos, pero esto no obvia la necesidad de regular la tensión entregada a dichos equipos.

La figura 2.1a muestra el circuito equivalente de Thévenin de una fuente de tensión continua y su conexión a una carga resistiva. Si la resistencia de los cables que conectan la carga a la fuente es despreciable, la tensión en bornes de la carga es

$$V_s = E_o \frac{R_c}{R_c + R_o} = \frac{E_o}{1 + R_o/R_c} \quad (2.1)$$

La corriente a través de la carga es

$$I_s = \frac{E_o}{R_c + R_o} = \frac{E_o/R_o}{1 + R_c/R_o} = \frac{I_o}{1 + R_c/R_o} \quad (2.2)$$

donde I_o es la corriente de cortocircuito.

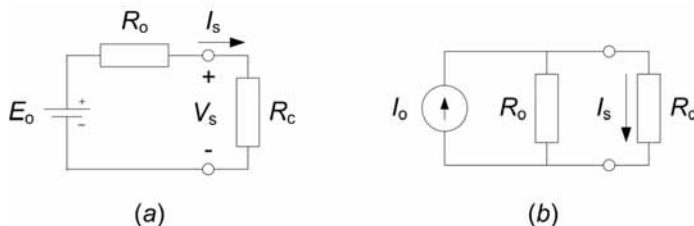


Figura 2.1 (a) Circuito equivalente de Thévenin una fuente de tensión y (b) circuito equivalente de Norton para una fuente de corriente, conectadas a una carga resistiva R_c .

La función de la fuente de alimentación es regular (mantener constante, dentro de unos límites especificados) un parámetro de salida aunque cambien, dentro de unos límites también especificados, la tensión de entrada (y en definitiva E_o y R_o), la carga (R_c), la temperatura (que modifica el comportamiento de los circuitos electrónicos) u otras magnitudes de influencia. Si se mantiene constante V_s tenemos una *fuentes de alimentación estabilizada en tensión* o, simplemente, *fuentes de tensión*. Si se mantiene constante I_s ,

tenemos una *fente de alimentación estabilizada en corriente* o *fente de corriente*, que se modela con el circuito equivalente de Norton de la figura 2.1b. Una *fente estabilizada en tensión/corriente* estabiliza o bien en tensión o bien en corriente, según las condiciones de la carga. Si se mantiene constante el producto $V_s I_s$ tenemos una *fente de potencia constante*.

Para regular su salida, una fuente de alimentación se comporta como una fuente ideal de tensión (o de corriente) conectada en serie (o, respectivamente, en paralelo) con una resistencia que varía automáticamente. Hay dos métodos de regulación básicos. En un *regulador lineal* (figura 2.2a) se aplica continuamente la tensión no regulada a la carga, a través de una resistencia que se ajusta automáticamente. La potencia entregada a la carga es

$$P_c = \left(\frac{E_o}{R_o + R_c} \right)^2 R_c \quad (2.3)$$

mientras que la potencia tomada de la fuente de energía eléctrica no regulada es

$$P_t = \left(\frac{E_o}{R_o + R_c} \right)^2 (R_c + R_o) \quad (2.4)$$

El *rendimiento* es el cociente entre la potencia entregada y la potencia tomada,

$$\eta = \frac{P_c}{P_t} = \frac{R_c}{R_c + R_o} \quad (2.5)$$

Cuando $R_o \geq R_c$, porque la tensión necesaria es mucho menor que la tensión no regulada disponible ($V_s \ll E_o$), el rendimiento es muy bajo y se disipa mucha energía en R_o , que hay que evacuar al exterior de la fuente para evitar que los componentes de la fuente se deterioren por el aumento de su temperatura.

En un *regulador conmutado* (figura 2.2b), un interruptor conecta periódicamente la carga a la tensión no regulada para que la energía suministrada a la carga sea la deseada. El valor medio aproximado de la tensión de salida (figura 2.2c) será

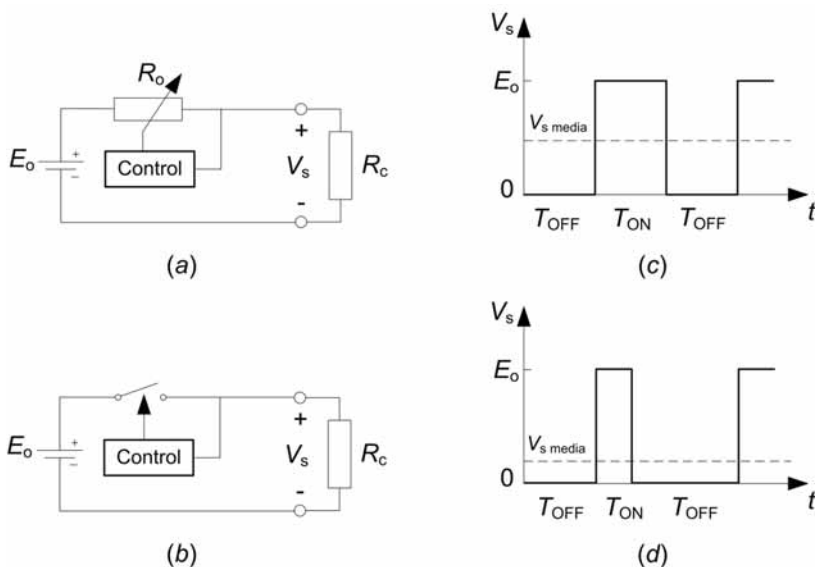


Figura 2.2 (a) Modelo simplificado para un regulador de tensión lineal conectado en serie con la carga; (b) Modelo simplificado para un regulador de tensión conmutado; (c) y (d) Forma de onda de la tensión de salida del regulador conmutado.

$$V_s(0) = \frac{E_o \times T_{ON} + 0 \times T_{OFF}}{T_{ON} + T_{OFF}} = E_o \frac{T_{ON}}{T_{ON} + T_{OFF}} \quad (2.6)$$

Para reducir la tensión de salida, ahora basta reducir la duración de T_{ON} con respecto a T_{OFF} (figura 2.2d). Las componentes de alta frecuencia de V_s se filtran con un filtro pasa-bajas entre el regulador y la carga (no mostrado en la figura 2.2b). Un interruptor real cerrado tendrá una cierta resistencia R_{ON} , de manera que la caída de tensión en él no es nula sino V_{ON} . Si se supone que durante T_{OFF} no hay pérdidas pero sí durante T_{ON} ,

$$\eta = \frac{P_c}{P_t} = \frac{\left(\frac{E_o}{R_o + R_c} \right)^2 R_c}{\left(\frac{E_o}{R_o + R_c} \right)^2 R_c + V_{ON} \frac{E_o}{R_{ON} + R_c}} = \frac{E_o}{E_o + V_{ON} \frac{R_{ON} + R_c}{R_c}} \quad (2.7)$$

R_{ON} puede ser del orden de décimas de ohmio, con independencia del valor de R_c . Si $R_{ON} \ll R_c$,

$$\eta \approx \frac{E_o}{E_o + V_{ON}} \quad (2.8)$$

V_{ON} depende del interruptor electrónico, pero es mucho menor que E_o , de manera que el rendimiento es mucho mayor que en los reguladores lineales. No obstante, y a pesar del filtro pasa-bajas a la salida de la fuente, la tensión en bornes de la carga siempre tiene residuos de la frecuencia de conmutación, y esta es una limitación importante para algunas cargas.

2.2 *Esquema de bloques de las fuentes de alimentación*

2.2.1 *Fuentes de alimentación lineales*

Toda fuente de alimentación consta de cuatro bloques básicos: transformador, rectificador, filtro y regulador, cuya posición relativa depende del tipo de regulador. La figura 2.3 muestra la disposición cuando el regulador es lineal. El transformador obtiene una tensión alterna (50 Hz, 60 Hz) de menor amplitud que la tensión de red y aísla los circuitos de la fuente de la red eléctrica. La tensión (alterna) aplicada al primario provoca una corriente que crea un flujo magnético. Este flujo circula en su mayor parte por el núcleo ferromagnético del transformador, de modo que por la ley de Faraday se induce en el secundario una tensión cuya amplitud depende de su número de espiras. La relación entre la tensión del secundario y la del primario es igual a la que hay entre los números de espiras respectivos. El *aislamiento óhmico* (o galvánico) entre el primario y el secundario es la separación de circuitos para que no haya ningún nodo común a ambos y es necesario para garantizar la seguridad eléctrica del usuario (Cuadro 2.2). El borne de referencia (común) de la salida de la fuente es entonces independiente del conductor neutro y del conductor de protección de la red de distribución eléctrica (no mostrado en la figura 2.3). Este conductor de protección está conectado a la envolvente metálica de la fuente, y ésta dispone de un borne para conectar a tierra otras masas metálicas del sistema.

El *rectificador* convierte la tensión de salida (alterna) del secundario del transformador en una tensión unipolar con un rizado, u ondulación, importante, que será reducido por el filtro subsiguiente. El rectificador puede ser de media onda o de onda completa. En este segundo caso puede basarse en dos o en cuatro diodos (figura 2.4). El *rectificador de onda completa* de

dos diodos necesita un transformador con toma central, cuya construcción es laboriosa. Durante el semiciclo positivo, D1 conduce corriente a la carga que ve el rectificador (Z es la impedancia equivalente a los circuitos a la derecha del rectificador en la figura 2.3); D2 está cortado. Durante el semiciclo negativo, D2 conduce y D1 está cortado. El diodo cortado debe aguantar una tensión inversa igual a la que hay entre bornes del secundario. En el diodo que conduce hay una caída de tensión de unos 0,7 V y en él se disipa energía por efecto Joule.

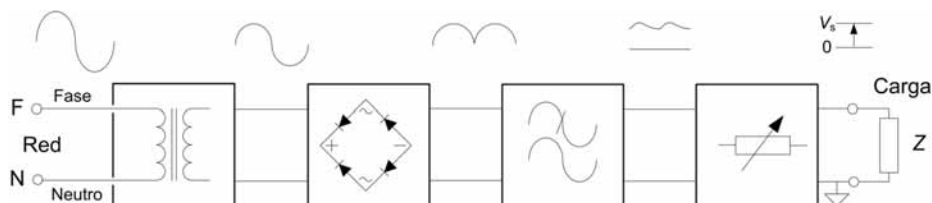


Figura 2.3 Esquema de bloques de una fuente de tensión constante basada en un regulador lineal y formas de onda aproximadas de las tensiones en cada bloque.

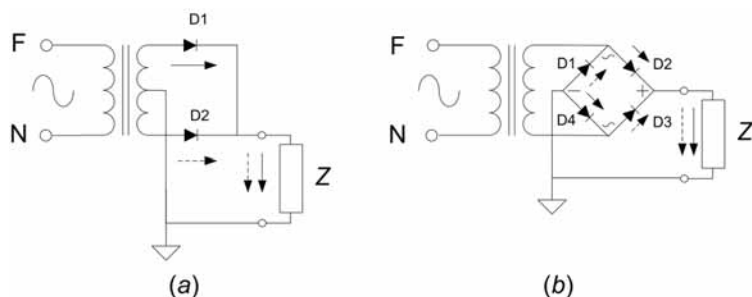


Figura 2.4 Rectificador de onda completa basado en (a) dos diodos; (b) un puente de diodos.

El rectificador con puente de diodos no necesita transformador con toma central. Durante el semiciclo positivo, la corriente circula por D2, Z y D4. Durante el semiciclo negativo, la corriente circula por D3, Z y D1. Dado que hay siempre dos diodos conduciendo en serie, la caída de tensión total en ellos es de 1,4 V y esto reduce el rendimiento. Incluso si no hubiera otras pérdidas de energía, para una fuente de 5 V el rendimiento máximo sería $(5 \text{ V} - 1,4 \text{ V})/5 \text{ V} = 0,72$. Para una relación de transformación determinada, la tensión disponible en la salida del rectificador de cuatro diodos es doble que la

del rectificador de dos diodos, pero la corriente es la mitad, pues el transformador no puede dar más potencia que la que toma del primario.

El filtro pasa-bajas tiene una estructura que depende del nivel de rizado aceptable por el regulador. Normalmente es un condensador electrolítico (C_1 en la figura 2.5) que se descarga ligeramente a cada semiciclo, para cargarse de nuevo cuando la tensión de salida del rectificador supera la tensión remanente del condensador. Cuanto mayor sea la capacidad del condensador, menor será el rizado de la tensión aplicada al regulador, pero también será mayor la corriente necesaria para cargarlo a cada semiciclo. Un condensador grande también permite un mayor campo de tensiones de entrada a la fuente, porque se descarga menos. El campo de tensiones habitual es de $-0,1 V_{\text{red}}$ a $+0,1 V_{\text{red}}$. La inserción de un inductor, conectado en serie entre el rectificador y el condensador C_1 , reduce más el rizado porque el campo magnético del inductor suministra parte de la corriente para cargar este condensador.

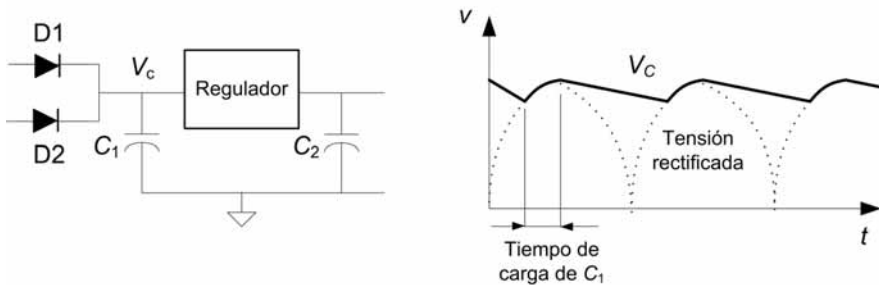


Figura 2.5 El condensador C_1 reduce el rizado de la tensión de salida del rectificador antes de aplicarla al regulador.

Un regulador lineal de tensión consta de un transistor de potencia, una tensión continua de referencia (V_r), muy estable, y un amplificador de alta ganancia (figura 2.6). V_r se genera mediante un circuito específico basado en un diodo Zener. Por el transistor (*npn*) circula, en el sentido de la flecha, la corriente que necesita la carga. El amplificador ajusta la corriente de base del transistor hasta que la tensión entre los terminales positivo y negativo del amplificador sean casi iguales ($V_r = V_B$); (la ganancia del amplificador es tan grande que para obtener una tensión de salida alta basta una pequeñísima diferencia de tensión entre sus entradas). Entonces,

dado que la corriente que entra en el amplificador por sus terminales positivo y negativo es muy pequeña, por ser muy alta su impedancia de entrada, las corrientes a través de R y R_a deben ser iguales. Es decir,

$$\frac{V_s - V_B}{R} = \frac{V_s - V_r}{R} = \frac{V_r}{R_a} \quad (2.9)$$

$$V_s = V_r \left(1 + \frac{R}{R_a} \right) \quad (2.10)$$

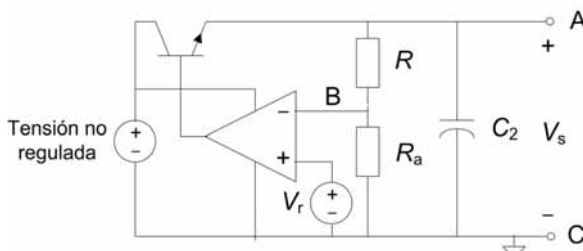


Figura 2.6 Modelo simplificado de un regulador de tensión lineal. El amplificador operacional fuerza $V_B = V_r$ y así se consigue que V_s sea proporcional a una tensión continua de referencia V_r que es muy estable.

La amplitud de la tensión de salida se puede ajustar mediante R_a (o R). Para invertir la polaridad de la tensión de salida y poder sumir corriente hay que cambiar el transistor *nnp* por uno *pnp*. El amplificador se puede alimentar con la tensión no regulada, pues es relativamente inmune a su rizado.

El condensador C_2 de las figuras 2.5 y 2.6 reduce la impedancia de salida de la fuente a alta frecuencia, y mantiene estable el circuito de regulación con independencia de si la carga es resistiva o inductiva. Normalmente, $C_2 < C_1$. C_2 hace que, al poner en marcha la fuente, V_s crezca lentamente desde 0 V hasta su valor final, y que al apagar la fuente V_s decrezca paulatinamente hasta alcanzar 0 V (Cuadro 2.3).

En una fuente de tensión ideal, la tensión de salida es constante e independiente de la corriente (Figura 2.7a). En una fuente de tensión real, la tensión de salida en condiciones normales no es totalmente constante sino que decrece al aumentar la corriente entregada, debido a la caída de tensión en la resistencia interna R_o (figura 2.7b). Es decir,

$$V_s = E_0 - I_s R_o \quad (2.11)$$

La corriente máxima que puede dar la fuente viene determinada por su resistencia interna R_o y por la máxima potencia P_o que puede disipar ésta,

$$I_{s,\max} = \sqrt{\frac{P_o}{R_o}} \quad (2.12)$$

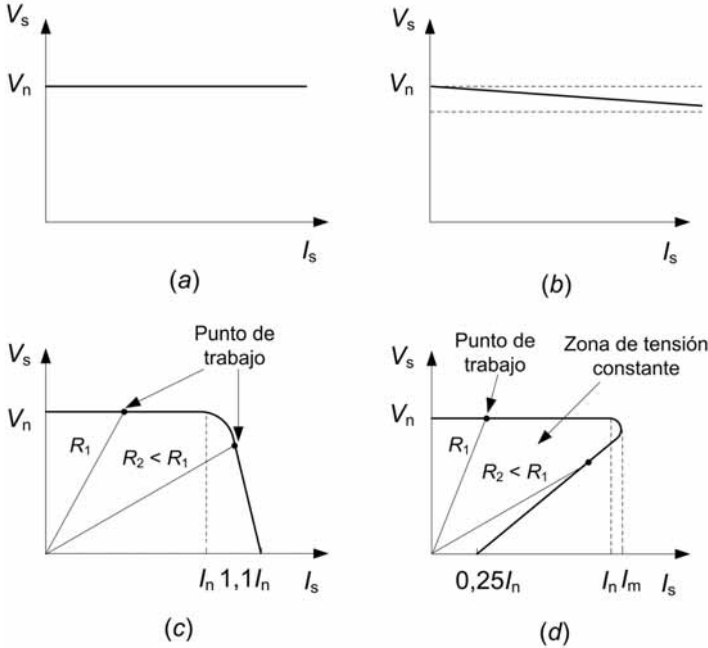


Figura 2.7 Característica tensión-corriente para una fuente de tensión (a) ideal, (b) real. Protección de una fuente de alimentación real por (c) corriente constante y (d) por corriente recurrente.

Para que no se destruya el transistor por un calentamiento excesivo, y para proteger a la carga, el regulador incluye un circuito de protección de sobrecarga que limita la corriente de salida. Hay dos estrategias básicas para limitar la corriente, ambas basadas en medir la caída de tensión que la corriente de salida produce en una resistencia conocida. En la protección por corriente constante (o casi constante) (figura 2.7c), cuando la corriente de salida excede un determinado porcentaje de su valor nominal I_n , se reduce automáticamente la tensión de salida por debajo de V_n , y la fuente suministra una corriente casi constante. En la protección por corriente recurrente

(*foldback*) (figura 2.7d), cuando la carga se aproxima a la de cortocircuito (I_m) se reducen tanto la tensión como la corriente de salida. La energía disipada dentro de la fuente en estas condiciones es muy inferior a la disipada cuando la protección es por corriente constante. La salida de algunas fuentes de alimentación está protegida también frente a sobretensiones: un circuito interno mide continuamente el valor de la tensión de salida y la desconecta cuando excede un valor predeterminado. Algunas fuentes tienen sólo una protección frente a cortocircuitos, basada en medir la tensión y corriente en el primario de su transformador, no en la salida.

El tipo de protección incorporado en una fuente de tensión se puede determinar en el laboratorio conectando un reóstato a su salida y anotando el valor de la corriente que circula por el reóstato conforme su resistencia pasa de su valor máximo al mínimo.

2.2.2 Fuentes de alimentación conmutadas

En una fuente de tensión con regulador conmutado, los bloques de la figura 2.3 se disponen en el orden de la figura 2.8. Primero se rectifica la tensión de red y se filtra. Después vienen el conmutador, que se abre y cierra a frecuencias de hasta decenas de megahercios, y el transformador, que ofrece aislamiento galvánico y conversión de tensión. Finalmente, un filtro pasa-bajas elimina el rizado (de la frecuencia de conmutación) y obtiene el valor medio de la tensión.



Figura 2.8 Esquema de bloques de una fuente de tensión constante basada en un regulador conmutado.

Dado que en una fuente conmutada el condensador de filtrado que sigue al rectificador trabaja a alta tensión, a igual capacidad almacena más energía de reserva ($E = C_1 V_c^2/2$) que el condensador de una fuente lineal, que trabaja a la tensión del secundario. Esto permite a la fuente entregar una tensión regulada incluso cuando la tensión de entrada tiene un valor más bajo que el habitual, de forma que el campo de tensiones de entrada de la fuente es de hasta $-0,2 V_{red}$ a $+0,2 V_{red}$. Además, el transformador recibe una

tensión de alta frecuencia, de modo que puede ser más pequeño que el de una fuente lineal, que trabaja a la frecuencia de la red. En consecuencia, aparte de un mayor rendimiento, se obtiene mayor potencia por unidad de peso y de volumen. Sin embargo, la regulación suele ser peor y el rizado y el ruido son mayores que en una fuente lineal. Por ello, las fuentes de alimentación de banco de laboratorio, que son de baja potencia, suelen ser lineales. Para otros circuitos y equipos, y en las fuentes de alta potencia, predominan los reguladores conmutados frente a los lineales, salvo en la alimentación de circuitos analógicos que generen o procesen señales débiles o sean muy susceptibles a las interferencias.

2.2.3 Fuentes de tensión con detección remota

La tensión aplicada finalmente a la carga depende de la caída de tensión en los cables de conexión, y ésta depende de su sección (Cuadro 2.4). Las fuentes de tensión normales regulan la tensión que hay entre sus bornes de salida (que es donde miden), no en bornes de la carga. Por ello, si los cables de conexión son largos, la caída en bornes de la carga será inferior a la tensión a la salida de la fuente. Además, si por ejemplo cambia la temperatura (y con ella la resistencia de los cables), la tensión aplicada a la carga también cambiará.

Algunas fuentes de tensión capaces de suministrar una corriente elevada no tienen sus bornes de la tensión de salida conectados a los terminales de la entrada del regulador, que es donde se mide la tensión que se compara con la referencia interna (figura 2.9). Se dice entonces que la fuente permite *detección remota*. Si la entrada del regulador se conecta directamente a la carga (en vez de conectarlos a los bornes de salida de la propia fuente para tener una *detección local*), entonces sí que se regula directamente la tensión aplicada a la carga. Esto no evita la caída de tensión en el otro par de cables que conectan la fuente a la carga, por lo que la tensión de salida de la fuente será mayor que la tensión aplicada a la carga. En cambio, la caída de tensión en los hilos de detección es muy pequeña por serlo la corriente que circula por ellos, pues el amplificador del regulador tiene una impedancia de entrada muy alta. En la figura 2.9, los hilos que detectan la caída de tensión en la carga están trenzados (y a veces apantallados), para evitar que capten tensiones de interferencia que degradarían la señal de control. Además, para evitar que esta tensión de control alcance un

valor elevado, por ejemplo si los terminales detectores S_+ y S_- se dejan en circuito abierto, se conecta un resistor (o un diodo) entre cada uno de ellos y el borne de salida de tensión correspondiente (A y C).

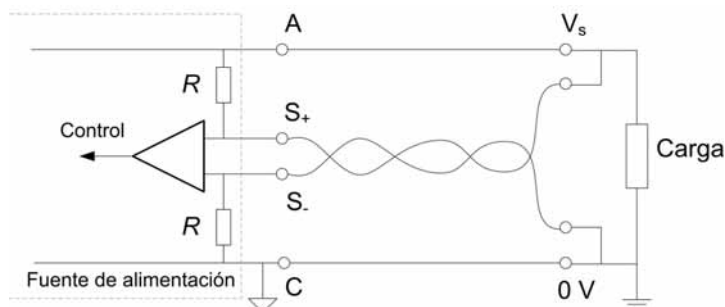


Figura 2.9 Fuente de tensión con detección remota de la tensión en bornes de la carga.

Ejemplo 2.1 Una determinada fuente de alimentación de 5 V suministra 4 A una carga mediante dos cables de 3 m, cada uno de los cuales tiene una resistencia de 22 m Ω /m, incluyendo la resistencia de los contactos. Calcular la tensión en bornes de la carga. Si la carga varía y su consumo aumenta a 5 A, ¿cuál es la nueva caída de tensión en la carga? Si se empleara detección remota, ¿cómo cambiaría la situación?

La caída de tensión en cada hilo cuando circulan por él 4 A es de 254 mV. La tensión en bornes de la carga será $5\text{ V} - 2 \times 254\text{ mV} = 4,492\text{ V}$. Si la carga pasa a consumir 5 A, la caída de tensión en cada hilo aumentará a 330 mV, de modo que la tensión aplicada a la carga se reducirá a 4,34 V. Es decir, un cambio del 20 % en el consumo de la carga produce un cambio del 3,3 % en la tensión aplicada en sus bornes, a pesar de que a la salida de la fuente se sigan entregando 5 V. Incluso podría suceder que la carga que necesitaba 5 V funcionara bien con casi 4,5 V, pero no con unos 4,3 V.

Si se empleara detección remota, la tensión a la salida de la fuente cuando la carga consumiera 4 A sería de $5\text{ V} + 2 \times 254\text{ mV} = 5,508\text{ V}$, y la tensión aplicada a la carga sería de 5 V. Cuando la carga consumiera 5 A, la tensión a la salida de la fuente sería de $5\text{ V} + 2 \times 330\text{ mV} = 5,660\text{ V}$ y la tensión en bornes de la carga se mantendría en 5 V.

2.2.4 Fuentes de corriente

Las fuentes de corriente emplean los mismos bloques de la figura 2.3, pero el regulador detecta la caída de tensión en una resistencia interna bien conocida, para mantener constante la corriente a su través. De hecho, una fuente de tensión con protección por corriente constante actúa como fuente de corriente cuando alcanza el valor de corriente nominal. Por ello algunas fuentes de tensión se pueden disponer para funcionar también como fuentes de corriente a base de hacer ajustable el valor de la corriente máxima. Ahora bien, para tener una impedancia de salida alta, como corresponde a una

fuentes de corriente (figura 2.10a), hay que desconectar el condensador de salida (C_2 en la figura 2.6), lo cual es un inconveniente pues se trata de un condensador interno de la fuente.

En una fuente de corriente real, la corriente de salida no es constante sino que decrece por culpa de la resistencia interna R_o , y tanto más cuanto mayor sea ésta (figura 2.10b). Además, la máxima tensión que puede haber entre sus bornes está limitada también por R_o y, en último término, por la tensión de alimentación de la propia fuente.

Las fuentes de corriente son necesarias para verificar semiconductores y otros componentes, y para activar electroimanes, cuyo campo magnético es proporcional a la corriente a través de su bobina, no a la tensión aplicada. Debido al coeficiente de temperatura positivo de la resistencia del devanado de cobre, si se alimenta con tensión constante, al aumentar la temperatura se reduce la corriente.

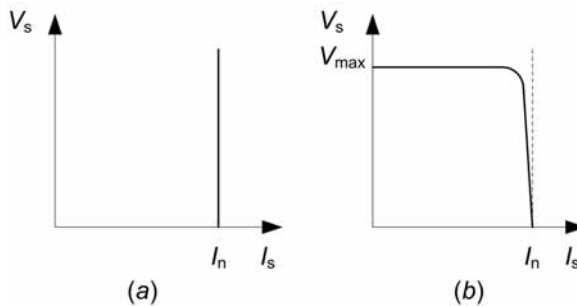


Figura 2.10 Característica tensión-corriente para una fuente de corriente (a) ideal y (b) real.

2.3 Especificaciones de las fuentes de alimentación

Las especificaciones básicas que hay que tener en cuenta al seleccionar una fuente de alimentación son las relativas a su entrada y a su salida (tabla 2.1). La figura 2.11 es un esbozo del panel frontal de una fuente de alimentación lineal de banco de laboratorio, doble y simétrica. Las dos tensiones de salida se toman respecto al borne común (central), que es independiente del borne de toma de tierra.

Tabla 2.1 Especificaciones básicas de una fuente de alimentación (Promax FAC-662)

Campo de tensiones de entrada	$-0,1 V_{red}$ a $+0,1 V_{red}$	V_{red} : 220 V a 240 V, (50 a 60) Hz
Potencia de entrada	145 W	
V_n, I_n	0 V a 30 V, 1 A	Valores nominales
Efecto de la fuente	≤ 1 mV	Para una variación de $\pm 0,1 V_{red}$
Resistencia interna, R_o	6 m Ω a 1 kHz 10 m Ω a 10 kHz	
Efecto de la carga	$\leq 1,5$ mV	Al pasar de vacío a plena carga
Ruido y zumbido	≤ 500 μ V	Valor eficaz

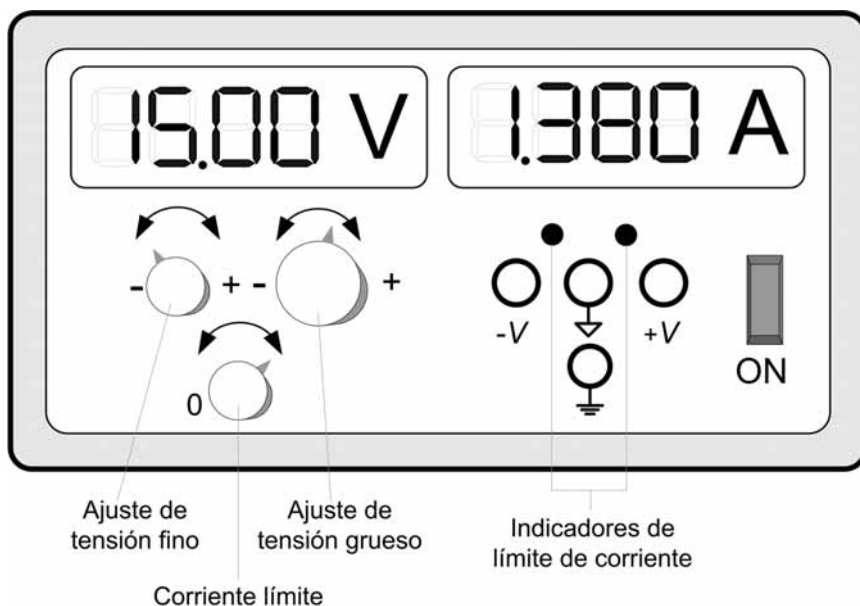


Figura 2.11 Controles e indicadores básicos de una fuente de alimentación de laboratorio simétrica.

Para la entrada de la fuente se especifica el campo de tensiones y frecuencias aceptables, el consumo (potencia) que toma de la fuente de energía eléctrica y el factor de potencia, sobre todo para las fuentes conmutadas. El condensador conectado a la salida del rectificador permanece casi siempre cargado y sólo se carga un poco más durante el tiempo breve

de cada semiciclo durante el cual la tensión de red es mayor que la tensión del condensador (que inevitablemente se descarga un poco a cada semiciclo, tal como muestra la figura 2.5). En consecuencia, la corriente de entrada de la fuente dista mucho de ser sinusoidal como la tensión de red y durante un tiempo breve tiene un valor muy alto, sobre todo en las fuentes conmutadas donde viene limitada sólo por la impedancia equivalente de la red eléctrica (que es muy baja, del orden de $0,4 \Omega + j0,25 \Omega$; $0,24 \Omega + j0,15 \Omega$ en la fase y $0,16 \Omega + j0,10 \Omega$ en el neutro) y la impedancia del rectificador (que también es baja). El producto de la tensión y corriente de entrada se denomina *potencia aparente*,

$$S = V_{in} \times I_{in} \quad (2.13)$$

y se mide en volt-amperes (VA). La *potencia real* se define como el valor medio del producto de la tensión y corriente de entrada,

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v_{in}(t) \times i_{in}(t) \times dt \quad (2.14)$$

y se mide en watts (W). Dado que la corriente es nula durante gran parte del ciclo de red, $P < S$. El *factor de potencia* se define como el cociente entre la potencia real y la potencia aparente,

$$\lambda = \frac{P}{S} \quad (2.15)$$

En una fuente conmutada típica, $\lambda \approx 0,65$.

Una fuente de tensión constante tiene especificada la tensión nominal de salida (o su campo de ajuste, en su caso), su incertidumbre y la máxima corriente (regulada) de salida. Por ejemplo, $5 \text{ V} \pm 50 \text{ mV}$, 2 A . Para la corriente nominal de salida en una fuente de corriente se procede de forma análoga. El valor de la tensión (y a veces también la corriente) de salida en un momento dado suelen venir indicadas en el panel frontal de la fuente, aunque a veces con poca resolución. Cuando hay varias fuentes de alimentación en un mismo instrumento conviene que sus respectivos puntos de referencia (0 V) sean independientes (distintos). En cualquier caso, el punto de referencia no está puesto a tierra en la propia fuente, sino que es flotante. En un instrumento formado por distintos subsistemas, cada uno con su propia fuente de alimentación, los respectivos puntos de referencia se conectan a un

único punto, elegido juiciosamente (apartado 2.5), que se conecta normalmente a la masa del instrumento.

El cambio del valor de la salida (tensión, corriente) cuando la entrada (tensión de red) cambia de su valor nominal a su valor máximo especificado, y de su valor nominal a su valor mínimo especificado, se denomina *efecto de la fuente* (*source effect*) y suele expresarse como porcentaje. Antes se denominaba *regulación de línea* (*line regulation*).

El cambio en el valor de la salida (tensión, corriente) estacionaria, debido a un cambio lento de la resistencia de carga desde circuito abierto (para fuentes de tensión) o cortocircuito (para fuentes de corriente) hasta la plena carga—valor que produzca la máxima tensión o corriente de salida especificada, respectivamente—, se denomina *efecto de la carga* (*load effect*) y suele darse como porcentaje de la salida. Antes se denominaba *regulación de carga* (*load regulation*). Si la salida es una tensión, el efecto de la carga es

$$\alpha = \frac{V_s|_{\text{circuito abierto}} - V_s|_{\text{plena carga}}}{V_s|_{\text{plena carga}}} \quad (2.16)$$

También puede darse como una variación de tensión (o corriente) constante, o como una combinación de un porcentaje de la salida y un valor constante.

El efecto de la carga permite calcular la *resistencia (interna) de salida* de la fuente R_o . Para una fuente de tensión que da V_n con una *corriente nominal* I_n (la máxima corriente para la que aún hay regulación, “*plena carga*”), y un efecto de la carga α , si en el circuito equivalente de la figura 2.12a se excluyen L_o y C_o tendremos

$$R_o = \frac{V_s|_{\text{circuito abierto}} - V_n}{I_n} = \alpha \frac{V_n}{I_n} \quad (2.17)$$

Esta resistencia hace que el tramo horizontal de la característica de la figura 2.7b esté ligeramente inclinado hacia abajo.

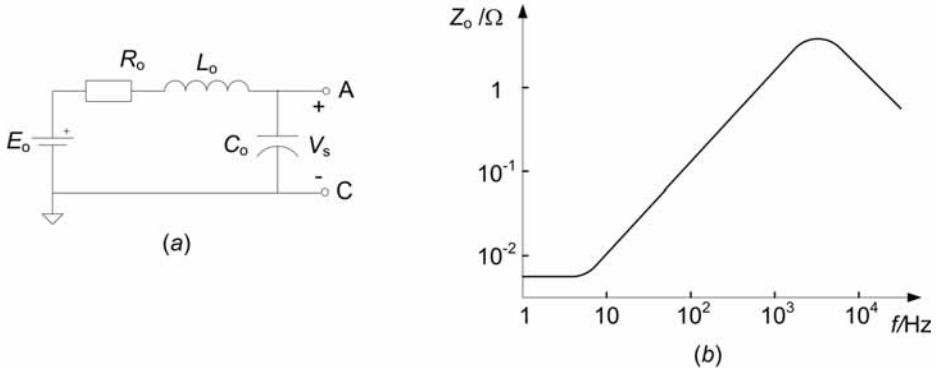


Figura 2.12 Circuito equivalente de Thévenin para una fuente de tensión real y dependencia de su impedancia interna con la frecuencia.

Ejemplo 2.2 Calcular la resistencia interna (de salida) de una fuente de alimentación para la que se especifica: $V_n = 5 \text{ V}$, $I_n = 2 \text{ A}$ y un efecto de carga de “0,05 % + 2 mV”.

El porcentaje en el efecto de carga hay que entenderlo como aplicado a la tensión nominal, luego

$$\alpha = \frac{5 \times 10^{-4} \times 5 \text{ V} + 2 \text{ mV}}{5 \text{ V}} = \frac{4,5 \text{ mV}}{5 \text{ V}} = 9 \times 10^{-4}$$

Aplicando ahora (2.14),

$$R_o = \frac{9 \times 10^{-4} \times 5 \text{ V}}{2 \text{ A}} = 2,3 \text{ m}\Omega$$

La *impedancia de salida* describe el mismo fenómeno de variación de la salida cuando varía la carga, pero sin limitarse a variaciones lentas de la resistencia de carga. Una fuente de tensión ideal tiene una impedancia de salida nula. En la práctica, la impedancia de salida primero crece con la frecuencia debido a L_o y después decrece debido a C_o (figura 2.12b). R_o supera fácilmente las décimas de ohm si los bornes de conexión no hacen un buen contacto. L_o hace que un cambio repentino en la corriente de carga reduzca la tensión instantánea de salida en $L_o \times di/dt$. C_o , que puede ser simplemente el condensador C_2 de la figura 2.6, hace que V_s tarde en alcanzar su amplitud final cuando se enciende y se apaga la fuente. Análogamente, una fuente de corriente ideal tiene una impedancia de salida infinita pero una fuente de corriente real tiene una impedancia de salida que decrece a alta frecuencia.

La presencia de la impedancia interna $Z_o (= R_o + j\omega L_o)$ se puede verificar en el laboratorio observando, por ejemplo, la tensión de alimentación

de un circuito que tenga un consumo que cambia rápidamente con el tiempo (e.g., un oscilador de alta frecuencia). Aunque los cables de conexión del circuito a la fuente de tensión sean cortos, para que el circuito tenga poca autoinductancia, la tensión en los bornes de alimentación del circuito no será constante.

Las *desviaciones periódicas y/o aleatorias* (PARD, *Periodic and/or Random Deviations*) son desviaciones no deseadas en la magnitud suministrada. El zumbido y el rizado son desviaciones periódicas, mientras que el ruido y las fluctuaciones son desviaciones aleatorias. Se especifica su valor eficaz y a veces también el valor de pico a pico o el valor de pico, directamente o como porcentaje del valor medio de la salida nominal. El *rizado* u *ondulación* (*ripple*) es el conjunto de desviaciones periódicas no deseadas que se produce a frecuencias que pueden estar relacionadas con aquéllas de la red de alimentación o con alguna otra fuente definida, como un conmutador accionado periódicamente. El *zumbido* (*hum*) es el conjunto de desviaciones no deseadas de baja frecuencia y de forma aproximadamente sinusoidal que se producen a frecuencias relacionadas con las de la red de alimentación. El *ruido* (*noise*) es el conjunto de desviaciones no deseadas que ocurre de forma aleatoria y que tienen un espectro de frecuencias amplio. Las *fluctuaciones* son el conjunto de desviaciones no periódicas (aleatorias) y no deseadas que tiene una duración relativamente larga. Todas estas desviaciones constituyen la componente alterna residual superpuesta a la tensión o corriente continua de salida, y se pueden observar con un osciloscopio acoplado en alterna y con su amplificador vertical en una posición de alta sensibilidad.

El *tiempo de calentamiento* (*warm-up time*) es el tiempo que hay que esperar hasta que la fuente de alimentación se caliente a su temperatura de régimen. Es una consecuencia de la disipación interna de energía, que hace que al poner en marcha la fuente ésta se vaya calentando hasta que se igualen la potencia generada internamente y la potencia transmitida al entorno, sobre todo por convección térmica.

La deriva térmica o *coeficiente de temperatura* de la salida es el cambio en la salida por cada kelvin de variación de la temperatura ambiente, después del tiempo de calentamiento, cuando las demás características de funcionamiento (tensión y frecuencia de entrada, y carga) se mantienen constantes.

La *impedancia de aislamiento* entre la entrada y la salida es la impedancia que hay entre la red y la tensión regulada. Viene determinada por el transformador y se puede modelar mediante una resistencia (del orden de megaohms) en paralelo con un condensador (de decenas de picofarads), que describe la capacidad entre el primario y el secundario (Cuadro 2.5). Esta impedancia aumenta si se encierra el primario o el secundario dentro de un conductor (formando una caja de Faraday) conectado a tierra.

2.4 Fuentes de alimentación múltiples

Los circuitos electrónicos necesitan a menudo más de una tensión de alimentación constante, y por ello hay fuentes de alimentación con salidas múltiples que proporcionan dos o más tensiones independientes, es decir, con un borne de referencia (0 V) distinto para cada una de ellas (y flotante respecto al chasis del equipo). También puede suceder que hagan falta una tensión o corriente superiores a las disponibles en una sola fuente.

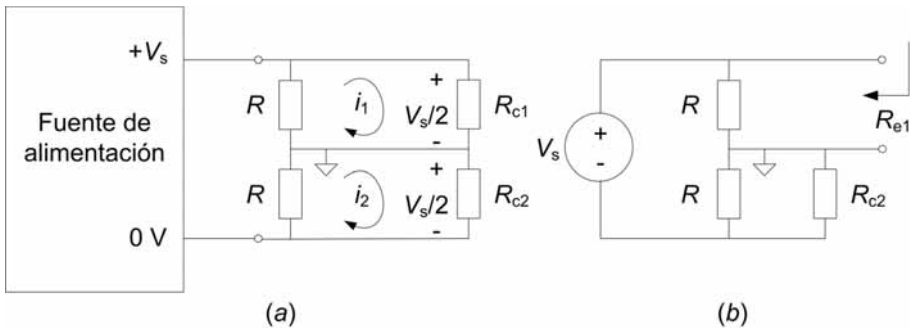


Figura 2.13 (a) Obtención de dos tensiones de alimentación de distinto signo mediante una fuente simple y un divisor de tensión. (b) Circuito equivalente.

Un método simple para obtener dos tensiones de alimentación iguales pero con signo distinto, es poner un divisor de tensión resistivo a la salida de una fuente simple (figura 2.13a). Pero la resistencia de salida equivalente que ve cada carga es distinta y depende de la otra carga. Si la resistencia de salida (interna) de la fuente se supone nula, la carga 1 (R_{c1}) ve una resistencia equivalente $R_{e1} = R||R||R_{c2}$ (figura 2.13b) y la carga 2 (R_{c2}) ve una resistencia equivalente $R_{e2} = R||R||R_{c1}$. Así, al cambiar la corriente requerida por una carga se desequilibra el divisor de tensión resistivo y cambia tanto la tensión aplicada a ella como la tensión aplicada a la otra carga. Si R fuera muy pequeña, el cambio sería

mínimo, pero el consumo debido al divisor de tensión sería disparatado. La solución es emplear una fuente doble.

En una *fente doble* hay un regulador positivo y otro negativo, de forma que uno actúa como surtidor y el otro como sumidero de corriente (figura 2.14). Las *fuentes dobles simétricas* son fuentes dobles donde un solo control permite ajustar el nivel de tensión y la corriente límite deseados para cada salida (con igual amplitud pero signo contrario).

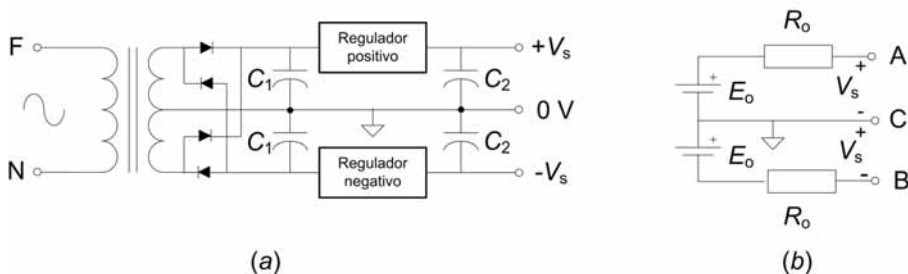


Figura 2.14 (a) Obtención de dos tensiones de alimentación de distinto signo mediante una fuente doble y (b) circuito equivalente.

La *conexión en serie* (en cascada) de dos o más fuentes de alimentación aumenta la tensión disponible y suministra tensiones intermedias. La masa (potencial de referencia, 0 V) puede tomarse en cualquiera de los bornes de salida. La figura 2.15 muestra dos conexiones alternativas. Los diodos hay que añadirlos si las fuentes no están protegidas internamente frente a tensiones inversas. Los controles de cada fuente son independientes y la corriente queda limitada por la fuente que tenga el límite inferior. Obsérvese que si alguno de los bornes de salida estuviese conectado a tierra, las conexiones en serie no serían posibles.

La conexión de dos o más fuentes de tensión iguales en paralelo (Figura 2.16a) aumenta la intensidad de la corriente disponible. El circuito equivalente de la figura 2.16b queda descrito por el sistema de ecuaciones

$$E_{o1} = I_{s1} (R_c + R_{o1}) + I_{s2} R_c \quad (2.18)$$

$$E_{o2} = I_{s1} R_c + I_{s2} (R_c + R_{o2}) \quad (2.19)$$

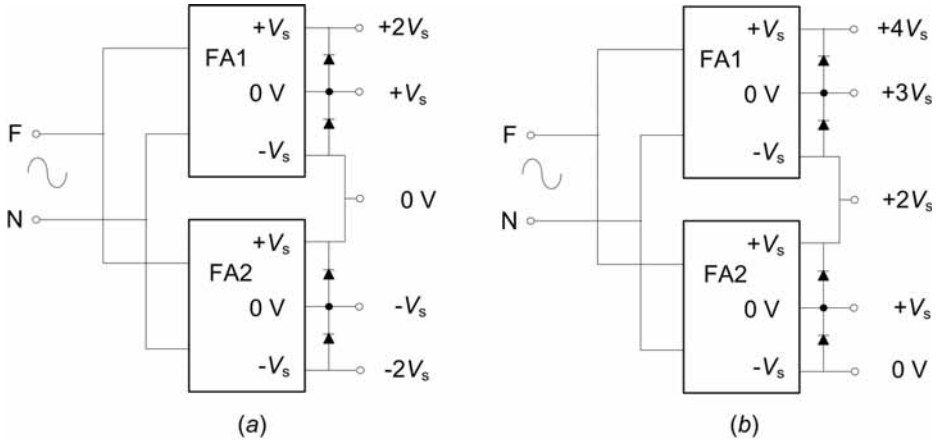


Figura 2.15 Conexión en cascada (en serie) de dos fuentes de alimentación dobles e independientes para aumentar el nivel de la tensión de salida y obtener salidas intermedias.

Las corrientes respectivas de cada fuente serán

$$I_{s1} = \frac{E_{o1}(R_c + R_{o2}) - E_{o2}R_c}{R_c R_{o1} + R_c R_{o2} + R_{o1} R_{o2}} \quad (2.20)$$

$$I_{s2} = \frac{E_{o2}(R_c + R_{o1}) - E_{o1}R_c}{R_c R_{o1} + R_c R_{o2} + R_{o1} R_{o2}} \quad (2.21)$$

Ahora bien, dado que cada fuente sólo puede dar corriente, pero no sumirla, para que la corriente de cada fuente tenga el sentido indicado se deberá cumplir

$$\frac{E_{o2}}{E_{o1}} < 1 + \frac{R_{o2}}{R_c} \quad (2.22)$$

$$\frac{E_{o1}}{E_{o2}} < 1 + \frac{R_{o1}}{R_c} \quad (2.23)$$

En la práctica estas condiciones son difíciles de cumplir simultáneamente. Basta por ejemplo un ligero aumento de la corriente de carga (R_c menor) para que una de ellas no se cumpla. Entonces, al no poder sumir corriente, la fuente con menor tensión de salida se bloquearía y la otra debería aportar toda la corriente. Pero si las fuentes tienen un circuito de protección de sobrecarga, la fuente que entrega la corriente quedará sobrecargada,

de modo que su tensión de salida se reducirá hasta igualar el valor de la tensión de salida de la otra fuente, y ésta empezará a aportar corriente a la carga (figura 2.16c). Por ejemplo, con dos fuentes de 5 V, 20 A conectadas en paralelo, si una de las fuentes da 5,00 V y la otra da sólo 4,95 V, la primera fuente suministra la corriente que solicita la carga hasta que ésta exceda de 20 A. Si la corriente pedida por la carga aumenta (punto A en la figura 2.13c), la tensión de salida baja a 4,95 V porque la primera fuente ajusta su salida a este valor, y la segunda fuente suministra la corriente adicional, por ejemplo hasta alcanzar 30 A (punto B).

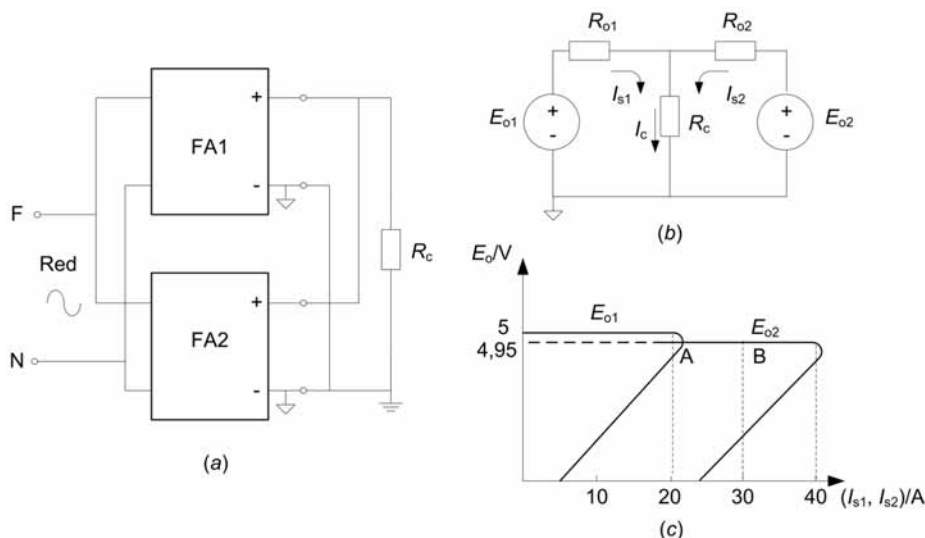


Figura 2.16 (a) Conexión de dos fuentes de tensión en paralelo. (b) Circuito equivalente. (c) Tensión de salida en función de la corriente de carga.

El inconveniente de conectar en paralelo dos o más fuentes independientes (y protegidas frente a sobrecargas) es que en las zonas de transición (punto A en la figura 2.16c) hay un cambio brusco en los parámetros de la salida. En las fuentes con estructura denominada de principal-secundaria (*master-slave*), hay dos o más fuentes que tienen iguales características, pero sólo la fuente principal controla los parámetros de la salida de cada una de las fuentes; las fuentes secundarias se limitan a aportar la corriente adicional bajo control de la fuente principal. El número de fuentes secundarias que se pueden conectar en paralelo viene limitado por la energía de las señales de

control de la fuente principal, que deben actuar sobre todas las fuentes a la vez.

Otra aplicación de la conexión de dos (o más) fuentes de alimentación en paralelo es la alimentación de cargas críticas. Si a la salida de cada fuente se coloca un diodo (figura 2.17), se obtiene un sistema de alimentación redundante, en el que la carga queda alimentada incluso si falla una de las dos fuentes (o todas menos una, si hay más de dos fuentes). Una de estas fuentes puede ser, por ejemplo, una batería.

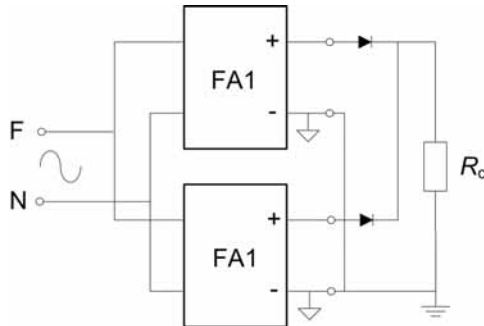


Figura 2.17 Alimentación redundante mediante dos fuentes de alimentación en paralelo.

Las fuentes de alimentación de laboratorio pueden tener varias fuentes de tensión o corriente capaces de funcionar independientemente, de forma simétrica, o conectadas en serie o en paralelo. Al seleccionar uno de los distintos modos de funcionamiento se establecen internamente las conexiones necesarias entre los bornes de salida, los controles de ajuste y entre los circuitos internos y los visualizadores de tensión y corriente de salida.

2.5 Interferencias en sistemas de alimentación

Una interferencia es toda señal indeseada presente en un circuito y que procede de otro circuito o sistema. Las interferencias se acoplan de un circuito a otro a través de una impedancia común, de un campo eléctrico (acoplamiento capacitivo o eléctrico), de un campo magnético (acoplamiento inductivo o magnético), o de un campo electromagnético (radiofrecuencia).

Un caso simple de acoplamiento por impedancia común se produce cuando una misma fuente o generador alimenta varias cargas. Si se emplea

una *conexión en paralelo* (figura 2.18a), la tensión aplicada a cada carga depende del consumo de las otras cargas debido a las caídas de tensión que las corrientes produzcan en la impedancia interna de la fuente y en los cables de conexión. Dado que en muchas cargas su consumo cambia rápidamente con el tiempo, el parámetro de interés no es la resistencia de los cables sino su impedancia. Si cada carga se conecta de forma radial mediante su propio par de cables (figura 2.18b), la interferencia por impedancia común se reduce a la debida a la impedancia interna de la fuente y los cables comunes, que pueden ser más cortos que en la conexión en paralelo, pero quedan los acoplamientos inductivos y capacitivos con otros circuitos. Si hay muchas cargas, esta *conexión radial* puede ser incómoda. Una alternativa es agrupar las cargas de características similares (circuitos analógicos, circuitos digitales, circuitos de potencia) y conectarlas entre sí según el esquema de la figura 2.18a; luego se conecta cada grupo de cargas a la fuente de alimentación según el esquema de la figura 2.18b. No obstante, cuando hay cargas con características muy dispares lo mejor es emplear una fuente de alimentación para cada una y unir su punto de referencia (borne 0 V) en un único punto, que se conecta además a la toma de tierra de protección (figura 2.19).

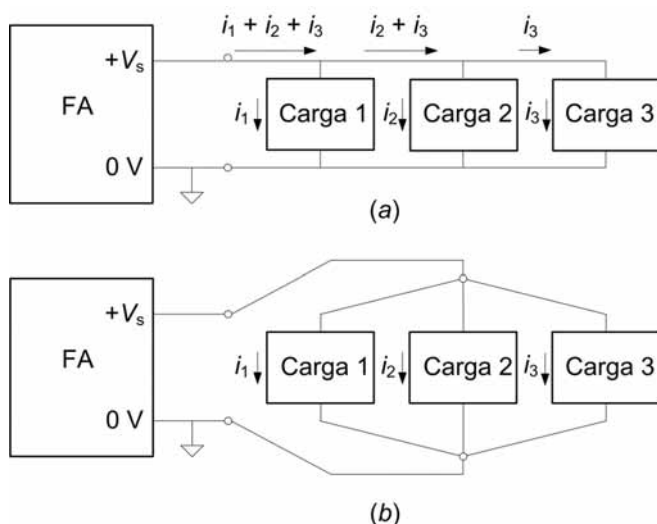


Figura 2.18 (a) Al conectar varias cargas en paralelo, interfieren unas con otras. (b) Si se emplea un par de cables para cada carga se reduce la interferencia por impedancia común.

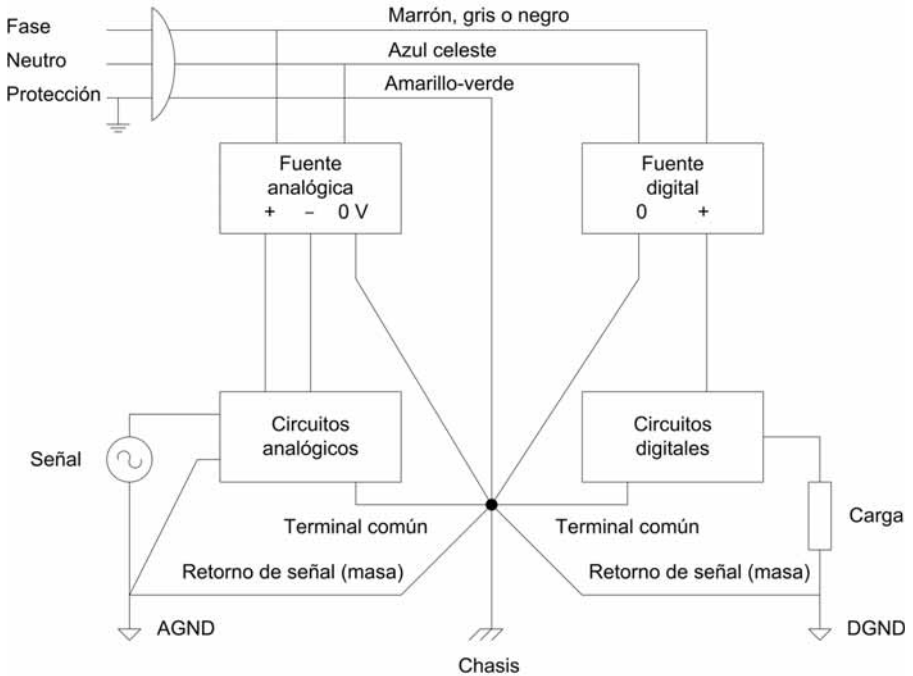


Figura 2.19 Distribución de la alimentación en un sistema con cargas dispares. Las cargas de características similares se alimentan con una misma fuente de alimentación, y los puntos de referencia de cada una de las fuentes se conectan en un solo punto, de forma que las corrientes de retorno de cada grupo de cargas queden confinadas en el circuito de la fuente de alimentación respectiva. AGND: masa analógica (analog ground); DGND: masa digital (digital ground).

Otro caso de acoplamiento por impedancia común se produce cuando en un sistema hay más de una conexión a tierra y se crea un *bucle de masa*. En la figura 2.20a se ha conectado a tierra el borne de masa (0 V, potencial de referencia) de la fuente de alimentación, que normalmente es independiente de tierra gracias al aislamiento del transformador. Si la fuente se conecta a una carga que está conectada a tierra en un punto distinto, dado que debido a las corrientes de fuga de los aparatos nunca hay dos tomas de tierra con idéntico potencial (Cuadro 2.2), circulará una corriente entre ellas, parte de la cual pasará por los cables de alimentación de la carga. Si en cambio se mantiene la masa de la fuente (0 V) separada de tierra (figura 2.18b), se abre el bucle de masa. En realidad el aislamiento del transformador es limitado y por ello en toda fuente de alimentación aparece una tensión entre la masa flotante (0 V) y la envolvente conectada a tierra, que

se denomina *tensión de modo común*. Para evitar que esta tensión alcance valores peligrosos, entre la masa flotante y la envolvente se dispone internamente un condensador relativamente grande (100 nF).

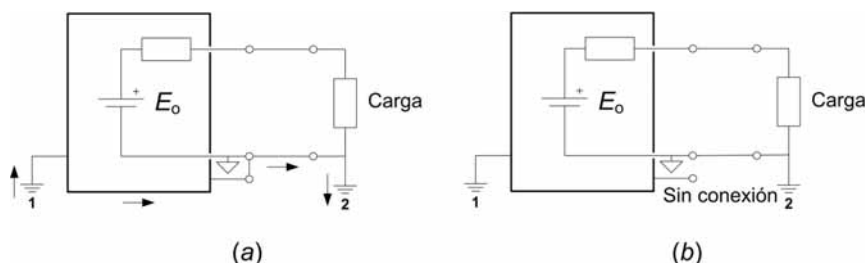


Figura 2.20 (a) Al establecer dos conexiones a tierra distintas en un circuito, se produce un bucle de masa y, debido a la diferencia de potencial entre las tomas de tierra 1 y 2, circulan corrientes parásitas por el circuito de alimentación. (b) Si la salida de la fuente de alimentación se mantiene flotante, se abre el bucle de masa.

El acoplamiento capacitivo entre dos circuitos hace que los cambios de potencial en uno de ellos repercutan en el otro. La figura 2.21a describe el acoplamiento capacitivo entre la red de distribución eléctrica y el circuito formado por una fuente de alimentación conectada a su carga. A través de la capacidad parásita entre un conductor activo de la red y el conductor de alimentación “alto” se inyecta una corriente alterna que se superpone a la corriente de alimentación. Dicha corriente alterna es independiente de la conexión a tierra de la fuente de alimentación, si la carga está conectada a tierra; si la carga es flotante (es decir, no está conectada a tierra), pero la fuente sí lo está, la situación es la misma (Cuadro 2.6). La corriente alterna que circula por el circuito de alimentación produce en éste una caída de tensión (en serie con la tensión de alimentación), cuya amplitud depende de la impedancia equivalente que presenta dicho circuito, que será prácticamente la impedancia de salida de la fuente de alimentación: baja a la frecuencia de red, pero más alta a frecuencias mayores. Si se encierra el conductor de alimentación “alto” (o los dos) dentro de un tubo o una malla metálica conectada a tierra (figura 2.21b), las corrientes de red acopladas a la malla se derivan a tierra y no afectan al circuito de alimentación.

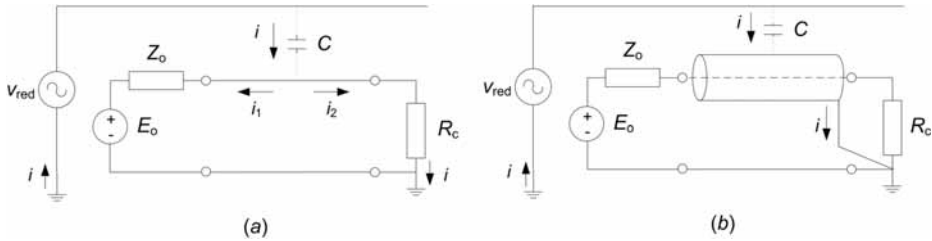


Figura 2.21 (a) Acoplamiento capacitivo entre dos circuitos. (b) Un apantallamiento eléctrico evita el acoplamiento capacitivo con el circuito de la señal.

El acoplamiento inductivo se debe a la inductancia mutua M entre el circuito de interés, aquí el formado por una fuente de alimentación conectada a su carga, y un circuito que actúa como fuente de interferencia (figura 2.22). La corriente alterna en el circuito fuente induce una tensión en el circuito víctima tanto si éste está puesto a tierra como si no lo está. Una forma de reducir este acoplamiento es trenzando los cables de alimentación para que el área efectiva del circuito víctima sea muy pequeña. Una solución alternativa es trenzar los cables del circuito que crea la interferencia, pero esto no siempre es factible, por ejemplo cuando la interferencia procede de la red de distribución eléctrica.

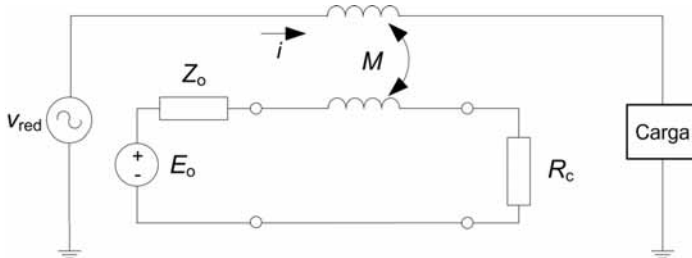


Figura 2.22 El acoplamiento inductivo entre dos circuitos se puede modelar como una inductancia mutua entre ellos.

Si los cables que conectan la alimentación a la carga son largos, los campos electromagnético externos inducirán una corriente en el circuito formado por la fuente, los cables y la carga. Esta corriente crecerá conforme las dimensiones del circuito sean más próximas a la longitud de onda λ de la radiación ($\lambda = c/f$, donde $c \approx 3 \times 10^8$ m/s es la velocidad de la luz en el vacío y f es la frecuencia de la radiación). Si es inevitable que las conexiones sean largas, se pueden reducir las interferencias utilizando cables trenzados y apantallados, con la pantalla conectada a tierra.

Otro tipo de interferencias en sistemas de alimentación surge de la limitada calidad de la tensión de red disponible. Las fuentes de alimentación deben ser inmunes a las perturbaciones procedentes de la red eléctrica (Cuadro 2.7). A la vez, las fuentes de alimentación no deben inyectar en la red interferencias más allá de lo permitido por la normativa. Por ello, entre la toma de red y de la fuente y su transformador, se coloca un filtro pasivo que deja pasar la frecuencia de red pero atenúa las interferencias de alta frecuencia en cualquiera de las dos direcciones.

Cuadro 2.1 Baterías, pilas y acumuladores

Una batería está formada por dos materiales electroquímicos que convierten energía química en energía eléctrica. En principio cualquier reacción química de oxidación-reducción puede generar una corriente eléctrica si el intercambio de electrones se realiza por un circuito exterior al sistema químico. Si la reacción es irreversible, la batería es de un solo uso y se denomina *batería primaria* o *pila*. Si la reacción es reversible, la batería es recargable y se denomina *batería secundaria* o *acumulador*. Una batería puede estar formada por varias celdas elementales interconectadas, cada una de las cuales ofrece una tensión que depende exclusivamente de su composición química, no de su tamaño o fabricante. La tensión de la batería es un múltiplo de la tensión de la celda básica.

El parámetro fundamental de una batería es su *capacidad*, definida como la cantidad de electricidad que puede suministrar antes de que su tensión de salida disminuya por debajo de un valor predefinido (0,9 V para las de 1,5 V). La capacidad depende de la composición química y del tamaño, y también del régimen de descarga, por lo que se suele indicar (en amperios-hora) para un tiempo de descarga determinado. Por ejemplo, C20 indica un tiempo de descarga de 20 h.

Las baterías primarias incluyen las pilas secas, las pilas de mercurio, las pilas de plata y las diversas pilas de litio. Hay tres tipos básicos de pilas secas: las basadas en carbón y cinc (Leclanché), las de cloruro de cinc (“larga duración”, *heavy-duty*) y las alcalinas. Las pilas de carbón y cinc tienen un electrodo cilíndrico de carbón, dióxido de manganeso y otros ingredientes, rodeado de una mezcla de compuestos químicos, que incluyen cloruro de cinc. Su resistencia interna es relativamente alta y aumenta conforme se descarga la pila, con lo cual se reduce la tensión en sus bornes, que inicialmente es de 1,5 V a 1,6 V. Las pilas alcalinas tienen doble capacidad que las pilas Leclanché cuando la carga es muy ligera y son hasta seis veces mejores cuando la corriente drenada es alta e ininterrumpida. Además se pueden almacenar durante más tiempo. Las pilas de mercurio tienen una salida muy estable de 1,35 V y una capacidad casi independiente del régimen de descarga, pero por su toxicidad actualmente están prohibidas y han sido sustituidas por las pilas de litio. Las pilas de óxido de plata (“botón”) dan 1,55 V y son indicadas para cargas inferiores a 20 mC. Las diversas pilas de litio tienen una alta densidad energética y la mantienen en un amplio margen de temperaturas (−50 °C a 70 °C). Las más populares son las de litio-cloruro de tionilo, que dan 3,5 V, y cuya descarga interna es tan baja que pueden durar hasta 10 años.

En los acumuladores interesa, además de su capacidad, el tiempo de carga. Una velocidad de carga 1C significa que el acumulador adquiere su carga nominal en un tiempo de 1 h. Una velocidad de carga 2C significa que el acumulador adquiere su carga nominal en media hora. El acumulador de plomo-ácido tiene una tensión de celda de 2,0 V y es el estándar en automóviles y en sistemas de alimentación de emergencia por su alta capacidad y bajo coste. Pero su tensión decrece paulatinamente conforme se van descargando y esto no conviene cuando se alimentan equipos electrónicos. Los acumuladores de níquel-cadmio (NiCd) tienen mayor vida útil (más ciclos de carga y descarga), corrientes de descarga más elevadas y menor resistencia interna que las de plomo-ácido, pero su capacidad es menor. Su tensión de celda es de 1,2 V a 1,25 V, que con la descarga se reduce hasta 1,15 V, para caer después bruscamente hasta 0 V. Los acumuladores de níquel-hidruro metálico (NiMH) tienen mayor capacidad que los de NiCd, pero por su mayor resistencia interna tienen menor corriente de carga y de descarga. Su tensión nominal es de 1,25 V. Aunque su vida es más corta y su descarga interna es mayor, son preferibles a los acumuladores de NiCd porque el cadmio es tóxico. Muchos instrumentos de medida portátiles emplean actualmente acumuladores NiMH. Los acumuladores de litio-ión (Li-ión) y de litio-ión-polímero, están formados por celdas de 3,6 V, en el primer caso con un electrolito líquido (con un disolvente que es inflamable) y en el segundo caso con un polímero plástico que puede adoptar cualquier forma conveniente. Su descarga interna es muy pequeña pero envejecen (pierden capacidad) más rápidamente que los de NiMH, tanto en uso como si están almacenados, sobre todo si aumenta su temperatura. No tienen apenas efecto de memoria, a diferencia de los acumuladores de NiCd y NiMH (que deben ser sometidos periódicamente a ciclos de carga y descarga para que no se degraden sus características), y son los preferidos actualmente para los equipos portátiles y móviles, a pesar de que necesitan circuitos que limiten su tensión y corriente.

Cuadro 2.2 Seguridad eléctrica en instrumentos electrónicos

El cuerpo humano emplea corrientes eléctricas (iónicas) para comunicar internamente información sensitiva y motora. La circulación de corrientes eléctricas ajenas a esas corrientes internas puede producir alteraciones graves, incluso letales, según su intensidad, frecuencia, duración y los órganos afectados. Las frecuencias más peligrosas son, casualmente, las de 50 Hz y próximas. La corriente continua es algo menos peligrosa y las corrientes de más de 100 kHz producen sobre todo calentamiento.

La piel seca es un buen aislante y constituye el primer nivel de protección frente a los contactos eléctricos. Una corriente de 1 mA y 50 Hz a través de las yemas de los dedos, se percibe sin dificultad; 10 mA a través del brazo hacen contraer sus músculos, y si se estaba agarrando un conductor impiden soltarlo; 100 mA a través del corazón desencadenan una contracción arrítmica (*fibrilación*) que no se detiene al interrumpir la corriente y lleva en poco tiempo a la muerte; 1 A puede producir contracciones musculares bruscas, paradas respiratorias y también bloquear la contracción del miocardio (que quizá reanude su latido normal al interrumpir la corriente, como se pretende con los desfibriladores). Densidades de corriente superiores a 1 mA/mm^2 queman la piel.

La figura C2.1 representa un defecto en la entrada de tensión de un aparato y el circuito equivalente correspondiente. Hay una fuente de energía eléctrica (la red eléctrica en el peor caso), una impedancia de contacto con el usuario Z_c , la impedancia del propio usuario Z_u y la impedancia del retorno a la red Z_r . Por razones de seguridad, el conductor neutro de la red está conectado a tierra (la masa conductora de la Tierra) según exige el Reglamento Electrotécnico para Baja Tensión (RBT). Z_r es muy pequeña si el usuario está en contacto con una superficie conductora. Z_c puede ser un cortocircuito franco entre un conductor activo y la envolvente metálica. Z_u puede ser de sólo 1 k Ω si la piel está húmeda. Para una tensión de red de 230 V, el resultado puede ser una corriente i_d superior a 200 mA, que conlleva un riesgo de electrocución.

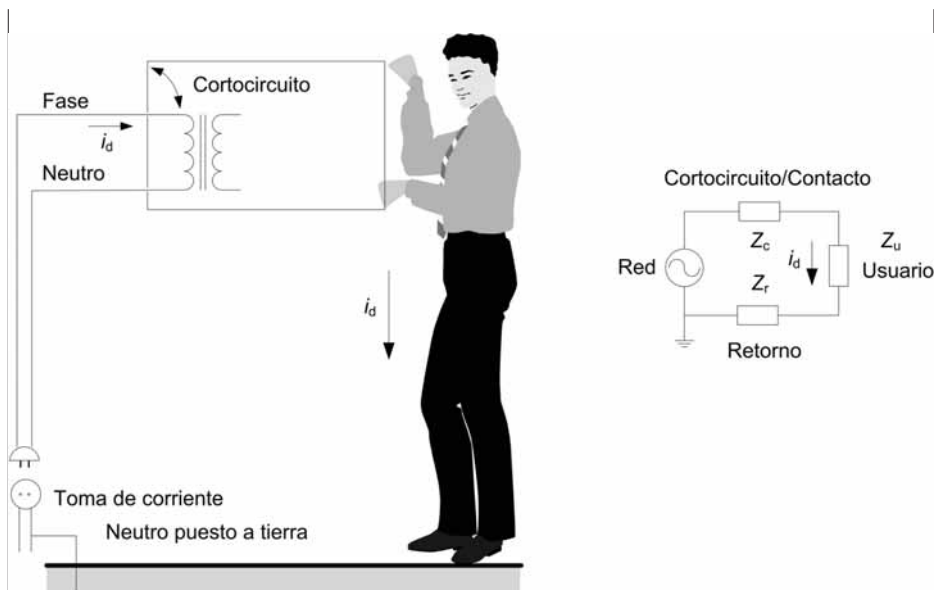


Figura C2.1 Modelo para el circuito creado en un accidente eléctrico por pérdida de aislamiento.

Para evitar los accidentes eléctricos hay cuatro soluciones básicas: alimentar con baterías, reducir la tensión de red, aumentar Z_c y derivar fuera del usuario la corriente de defecto. La primera solución sólo es útil para aparatos pequeños. Las tensiones de red pequeñas (menos de 50 V) sólo se aceptan en instalaciones especiales y los aparatos conectados a ellas se denominan de Clase III. Para aumentar Z_c se dispone un aislamiento doble o reforzado. El aparato es entonces de Clase II, indicada por dos cuadrados concéntricos en su placa de características (figura C2.2). Si su envolvente es aislante, el aparato es de Clase II-A; si es metálica, es de Clase II-B y sus partes metálicas accesibles (masas) no están conectadas a tierra. Para derivar las corrientes de defecto fuera del usuario, las partes metálicas accesibles se conectan al conductor de protección (CP) (amarillo-verde) de la instalación (figura C2.3). El aparato es entonces de Clase I y lleva el símbolo de la toma de tierra en su placa de características (figura C2.2a). Los bornes de conexión sujetos a la envolvente metálica y que estén en contacto eléctrico con ésta quedan entonces directamente conectados a tierra.

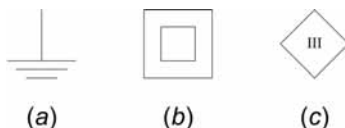


Figura C2.2 Símbolos para los aparatos de: (a) clase I, (b) clase II y (c) clase III.

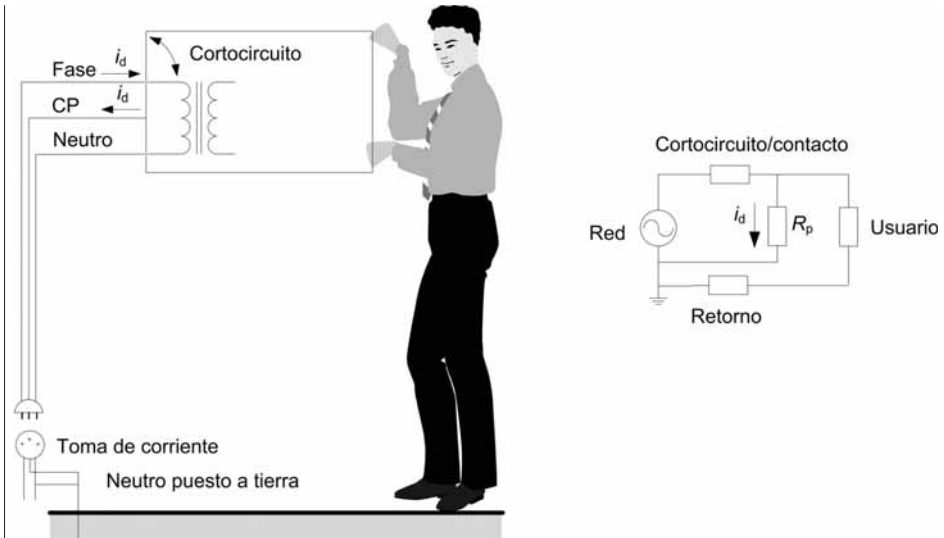


Figura C2.3 El conductor de protección de los equipos y de la instalación conduce las corrientes de defecto que en su ausencia circularían por quien tocara la cubierta metálica de un equipo.

Incluso si los aislamientos fueran perfectos, entre los conductores activos y la envolvente metálica de los aparatos hay una capacidad parásita por la que circulan las denominadas *corrientes de fuga*. La intensidad de estas corrientes está limitada por las normas según el uso de los aparatos y, en los de Clase I, el conductor de protección las lleva desde las partes metálicas accesibles hasta la toma de tierra de la instalación (figura C2.4). Por esta razón, dos tomas de tierra distintas tienen distinto potencial eléctrico.

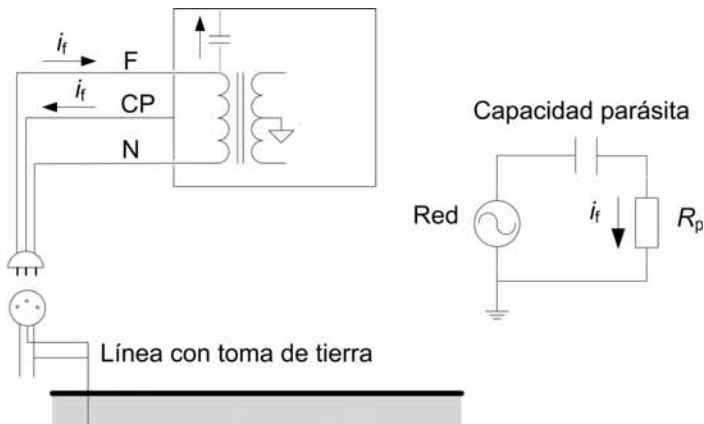


Figura C2.4 El conductor de protección de la instalación y de los equipos conduce las corrientes de fuga i_f que circulan en condiciones normales.

Cuadro 2.3 Transitorio al apagar una fuente de tensión

Al apagar una fuente de tensión, el condensador de salida (C_2 en la figura 2.6) impide que la tensión en la carga baje a 0 V inmediatamente. Si la carga es R_c , la tensión en bornes del condensador deberá cumplir

$$v(C_2) = i_c R_c$$

Cuando se apaga la fuente, la corriente a través de la carga R_c es la que resulta de descargar C_2 , es decir

$$i_c = -C_2 \frac{dv(C_2)}{dt}$$

Eliminando i_c de estas dos ecuaciones y reordenando los términos se llega a

$$\frac{dv(C_2)}{dt} = -\frac{dt}{R_c C_2}$$

Integrando esta ecuación se obtiene

$$\ln v(C_2) = -\frac{t}{R_c C_2} + \text{cte.}$$

El valor de la constante de integración se puede determinar considerando que en el momento de apagar la fuente ($t = 0$ s), la tensión de salida era V_s . Se obtiene finalmente

$$v(C_2) = V_s e^{-t/R_c C_2}$$

Al cabo de una constante de tiempo ($\tau = R_c C_2$), la tensión de salida se ha reducido a $0,63 V_s$. Si antes de apagar la fuente se ha desconectado la carga, la tensión de salida puede ser peligrosa durante un periodo de tiempo largo porque C_2 se descargará a través de alguna resistencia grande (parásita).

Cuando se conecta la fuente de alimentación, C_2 tarda un tiempo en cargarse, de modo que la tensión de salida no alcanza instantáneamente su valor final. Si la fuente alimenta un circuito, es importante asegurarse de que el circuito recibe la tensión de alimentación correcta antes de aplicar ninguna señal a su entrada.

Cuadro 2.4 Sistemas de designación de cables

Los conductores que conectan la fuente de alimentación a la carga deben tener una sección suficientemente grande para que la caída de tensión en ellos sea inferior al efecto de la carga especificado para la fuente. Para designar la sección de los hilos y cables hay dos sistemas comunes. En el sistema métrico, el “número” del hilo corresponde a diez veces su diámetro en milímetros. Así, un cable número 8 tiene un diámetro de 0,8 mm. En el sistema americano (AWG, *American Wire Gage*, también denominado B&S, de Brown y Sharp), el número del hilo no es proporcional al diámetro, y a mayor número menor es el diámetro. Un hilo 18AWG tiene un diámetro de 1,02 mm, mientras que un hilo 19AWG tiene un diámetro de 0,912 mm.

La resistividad del cobre a 25 °C es $\rho \approx 17,24 \text{ n}\Omega\cdot\text{m}$. Un hilo métrico número 10, tendrá una resistencia por unidad de longitud $R/l = \rho/S = 4\rho/(\pi d^2) \approx 21,8 \text{ m}\Omega/\text{m}$.

Las conexiones flexibles emplean cables formados por varios conductores (alambres) iguales torcidos en espiral. Los cables se designan con dos números n/m : n indica cuántos alambres hay y m indica el número (sección) de cada alambre. Por ejemplo, un cable 7/26 de galga 18AWG es un cable formado por 7 alambres de hilo 26AWG que tiene una resistencia de 19,23 mΩ/m, aproximadamente igual a la de un hilo rígido 18AWG, que tiene 21 mΩ/m. Un cable 41/34 de galga 18AWG está formado por 41 alambres de hilo 34AWG y tiene una resistencia de 20,9 mΩ/m.

La sección de los cables en las instalaciones eléctricas depende del amperaje que deban soportar. Por ejemplo, en instalaciones en edificios las tomas de corriente de menos de 16 A emplean cables de 1,5 mm², mientras que los aparatos receptores emplean cables de 0,75 mm². En cambio, los intercomunicadores, que se alimentan a menos de 50 V, emplean cables de 0,5 mm².

Cuadro 2.5 Aislamiento en transformadores

En un transformador ideal con devanados separados (no un autotransformador), las corrientes en el primario y en el secundario quedan circunscritas a los circuitos respectivos, y no circula corriente alguna entre primario y secundario. La energía se transfiere mediante el flujo magnético variable creado por la corriente del primario y abarcado por el devanado secundario. Se dice entonces que hay un *aislamiento galvánico* u óhmico entre sus devanados.

En un transformador real, entre el primario y el secundario hay una *resistencia* y una *capacidad* finitas (figura C2.5a), denominadas *de aislamiento*, cuyo valor (decenas de megaohms en paralelo con centenas de picofarads) depende de los materiales y de la separación entre devanados. Si se aplica una tensión entre los dos bornes del primario y tierra (tensión de modo común) (figura C2.5b), por el primario no circula corriente, pero sí hay corriente a través de la impedancia de aislamiento. Dado que entre el punto tomado como referencia de tensiones en el secundario (C) (sea o no el punto central del devanado) y tierra hay una cierta capacidad parásita, y que la impedancia de la resistencia de aislamiento R_{ps} es mucho mayor que la impedancia de la capacidad de aislamiento, entre el punto de referencia en el secundario y tierra aparece una tensión,

$$V_{CT} \approx V_1 \frac{C_{ps}}{C_{ps} + C_{CT}}$$

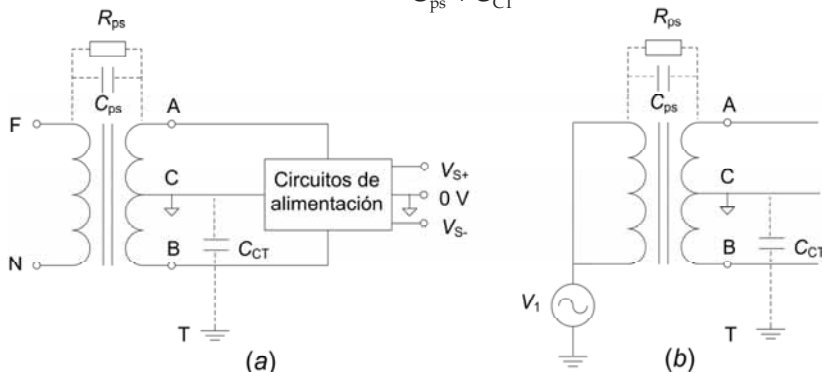


Figura C2.5 Efecto del aislamiento finito entre el primario y el secundario de un transformador.

La capacidad parásita C_{CT} será distinta para cada transformador y equipo, de modo que V_{CT} también cambiará de unos a otros equipos. El resultado será que los puntos de referencia de potencial (C, común) de distintos equipos no estarán al mismo potencial,

y al conectarlos generarán corrientes que pueden ser peligrosas incluso para el usuario. La tensión V_1 puede ser simplemente la diferencia de potencial entre tomas de tierra distintas debidas a una descarga atmosférica (rayo), conmutaciones en equipos, etc., de modo que la situación de la figura C2.5b es verosímil. La solución es conectar el punto C a masa (y la masa a tierra a través del conductor de protección del equipo, figura 2.19). Pero en las fuentes de alimentación, C no está internamente conectado a masa y hay que conectarlo a la masa del sistema.

Para aumentar el aislamiento, por ejemplo si se desea tener un punto de referencia (masa) flotante, se puede disponer un *blindaje* (o apantallamiento) eléctrico alrededor del primario, que consiste en un conductor (una lamina metálica, por ejemplo) que lo envuelve totalmente, pero sin formar un circuito cerrado, para evitar que circulen corrientes de Foucault. El blindaje se conecta a tierra en el lado del primario. Las posibles corrientes a través de C_p circularán ahora por el blindaje hacia tierra (figura C2.6). El blindaje eléctrico no afecta al acoplamiento magnético entre el primario y el secundario, a través del núcleo ferromagnético (o de ferrita).

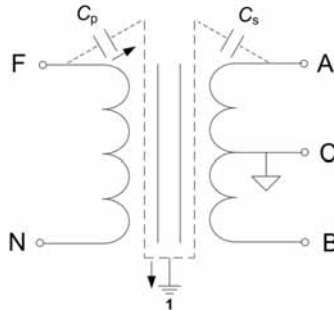


Figura C2.6 Aumento del aislamiento eléctrico en un transformador mediante un blindaje eléctrico alrededor del primario y conectado a tierra.

Para atenuar las posibles interferencias en modo serie (o transversal) entre la fase y el neutro (transitorios, armónicos, etc.), hay que poner un filtro de red entre fase y neutro, pues el blindaje no las atenúa. El filtro deja pasar la frecuencia de red pero atenúa las frecuencias más elevadas.

Cuadro 2.6 Tipos de circuitos de salida

En los circuitos electrónicos hay tres puntos que por razones de seguridad o para reducir las interferencias pueden estar separados o conectados, según convenga: punto equipotencial (que es el punto de referencia respecto al que se miden las tensiones), masa (chasis, envolvente metálica) y tierra. La figura C2.7 muestra sus símbolos habituales. El circuito de salida, de fuentes de alimentación o generadores de señal, o el circuito equivalente de Thévenin para el sistema o circuito donde se mida, es entonces también distinto según cuál sea su relación con dichos puntos.

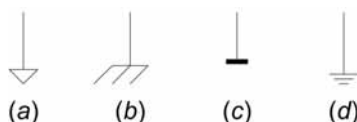


Figura C2.7 Símbolos para (a) el punto equipotencial, (b) y (c) masa (chasis) y (d) tierra.

Una salida cuya tensión se mide entre dos puntos, uno de los cuales es el punto equipotencial, masa o tierra, es una *salida asimétrica* (*single-ended output*). Es, pues, un circuito con dos bornes (figura C2.8). Dado que la masa generalmente está conectada al punto equipotencial o a tierra, o a ambos, hay dos posibilidades. Si el punto de referencia es independiente de tierra, es decir, si se trata de un punto equipotencial aislado eléctricamente de tierra, la salida es *flotante*. Si el punto de referencia está conectado a tierra se dice que la salida está *puesta a tierra*. Dado que entre un punto flotante y tierra suele haber una diferencia de potencial, porque la impedancia entre ambos nunca es infinita y por ella circulan corriente de interferencia, hay señales flotantes que tienen una *tensión de modo común* (respecto a tierra).

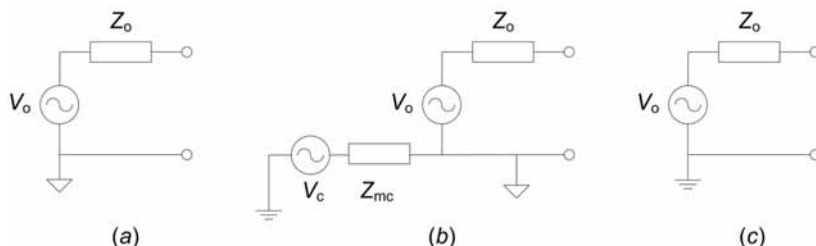


Figura C2.8 Salidas asimétricas: (a) flotante, (b) flotante con tensión de modo común y (c) conectada a tierra. Estas definiciones difieren bastante de las de UNE 21302-300:2004.

Una salida cuya tensión se mide entre dos puntos, ninguno de los cuales es el punto de referencia (punto equipotencial, masa o tierra) es una *salida diferencial* si el potencial entre cada punto de salida y el punto de referencia tiene la misma amplitud pero signo opuesto. En caso contrario es una *salida seudodiferencial*. En ambos casos, el circuito tiene tres bornes: alto, bajo y referencia (común) (figura C2.9). El valor medio

de las dos tensiones de salida respecto al punto de referencia se denomina *tensión de modo común* (respecto al punto de referencia) y puede ser cero o no. Si el punto de referencia es flotante, la salida también lo será. Si el punto de referencia es tierra, la salida diferencial estará puesta a tierra. Aquí también puede suceder que haya una diferencia de potencial entre el punto de referencia flotante y tierra, que se denomina *tensión de modo aislado*. Además, para cualquiera de estos tipos de salidas diferenciales, la impedancia nominal entre cada borne de salida y el punto de referencia puede ser igual o no. En el primer caso se dice que la salida diferencial es *equilibrada* (o balanceada), mientras que en el segundo caso es *desequilibrada*.

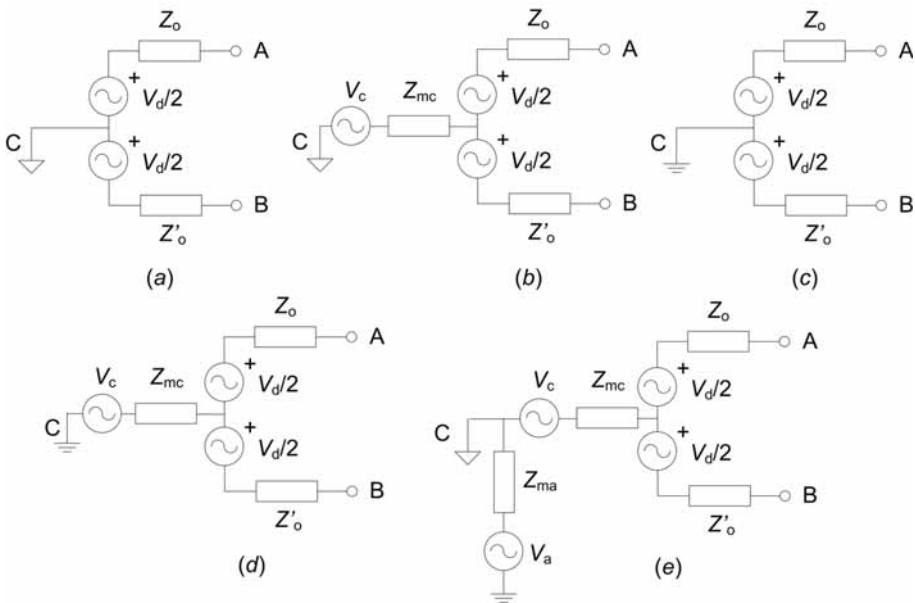


Figura C2.9 Tipos de salidas diferenciales ($V_A = -V_B$): (a) flotante sin tensión de modo común; (b) flotante con tensión de modo común; (c) puesta a tierra y sin tensión de modo común; (d) puesta a tierra y con tensión de modo común; y (e) flotante y con tensión de modo aislado (puede tener o no tensión de modo común). Cualquier salida diferencial es equilibrada (balanceada) si $Z_o = Z'_o$ y desequilibrada (desequilibrada) si $Z_o \neq Z'_o$. Estas definiciones difieren bastante de las de UNE 21302-300:2004.

Cuadro 2.7 Calidad en la red de baja tensión

La tensión de la red eléctrica prácticamente sólo es sinusoidal a la salida de las centrales eléctricas. El transporte, sometido a fenómenos como descargas atmosféricas, y la utilización de la energía eléctrica, con cargas intermitentes y cortocircuitos, hacen que la tensión disponible en un receptáculo diste mucho de ser sinusoidal con amplitud constante. En realidad hay: transitorios de tensión y de corriente, picos y valles breves, sobretensiones y subtensiones de larga duración, interrupciones momentáneas (microcortes), temporales y largas, cortes esporádicos en el suministro, fluctuaciones de tensión repetidas (que producen parpadeo—*flicker*—en los sistemas de iluminación), ruido de hasta 200 kHz, variaciones de frecuencia y distorsión armónica. La norma EN 50160 establece la calidad que debe tener el suministro eléctrico. En concreto, la tensión de 230 V debe tener una estabilidad de $\pm 2,3$ V el 95 % del tiempo.

La Directiva europea 2004/108/CE relativa a la compatibilidad electromagnética de los aparatos eléctricos y electrónicos, obliga a que éstos estén contruidos de tal forma que generen un nivel de perturbaciones electromagnéticas que no impida el correcto funcionamiento de otros aparatos, y que tengan un nivel adecuado de inmunidad intrínseca a las perturbaciones electromagnéticas externas. Estas perturbaciones pueden ser radiadas o conducidas a través de las conexiones de señal y los cables de alimentación. La serie de normas IEC61000 tratan sobre la interacción entre los equipos electrónicos y las líneas eléctricas que los alimentan.

Para garantizar el suministro eléctrico cuando hay cortes, se emplean los sistemas de alimentación ininterrumpida (SAI), formados por un conjunto de circuitos eléctricos y electrónicos y una batería recargable (figura C2.10). Un SAI es capaz de ofrecer una tensión o corriente de salida alterna regulada en ausencia de energía en la red eléctrica de donde la toma habitualmente. Para ello se almacena energía en el acumulador y cuando se detecta un corte en el suministro, se extrae energía del acumulador y se la convierte en alterna mediante un inversor. Otra alternativa es utilizar siempre la energía procedente del acumulador. De este modo se evita la necesidad del conmutador y se evitan los transitorios y microcortes de la red, pero hay una pérdida continua de energía en el rectificador y en el inversor.

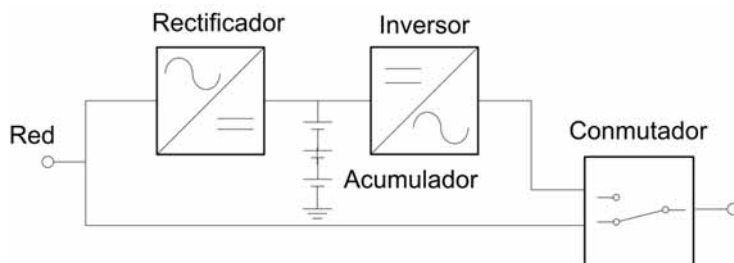


Figura C2.10 Esquema de bloques de un sistema de alimentación ininterrumpida (SAI).

3. Multímetros digitales

Los multímetros digitales fueron unos de los primeros instrumentos con presentación numérica y se han convertido en el instrumento electrónico de medida más común. En particular, son el instrumento más adecuado para medir tensiones e intensidades de corriente continuas y alternas (de frecuencia inferior a alguna centena de kilohertz) y resistencias (en continua). Su desventaja es que no permiten ver la forma de onda de la señal que miden. En este capítulo se analiza el funcionamiento básico de los multímetros digitales para poderlos utilizar correctamente y calcular las incertidumbres de sus medidas.

3.1 *Función y tipos de multímetros digitales*

Los multímetros digitales (DMM, *digital multimeter*) son instrumentos capaces de medir tensión, intensidad de corriente y resistencia, en múltiples rangos, y presentar numéricamente el resultado. Los correspondientes instrumentos analógicos, basados en un galvanómetro como indicador, se denominan *polímetros analógicos* (Cuadro 3.1). Hay multímetros que permiten medir además otras magnitudes como conductancia, frecuencia, fase y capacidad, detectar circuitos abiertos y cortocircuitos, y probar diodos. Con sondas adecuadas se puede medir temperatura, potencia, tensiones muy altas, pero de baja energía, (40 kV en televisores y tubos de rayos catódicos, no altas tensiones en sistemas de distribución y transporte de energía eléctrica), e intensidad de corriente sin tener que abrir el circuito. Los instrumentos que sólo miden tensiones se denominan voltímetros digitales (DVM, *digital voltmeter*). Algunos multímetros digitales tienen una forma y dimensiones previstas para su montaje en panel (*Digital Panel Meter*, DPM).

Las ventajas de los multímetros digitales frente a los polímetros analógicos son las propias de los sistemas digitales: menor incertidumbre, mayor resolución y velocidad simultáneas, para un coste determinado, y automatización de su funcionamiento. Además, ofrecen funciones tales como indicación de polaridad, presentación de las unidades junto al valor medido, almacenamiento y transmisión de lecturas, retención de lecturas máximas o de lecturas cuando su valor es estable (*auto hold*), indicación visual o

acústica de desbordamiento (sobrecarga) o de circuito abierto al medir resistencias (O.L., *over load*), medidas de relaciones, comprobación de límites (pasa/no pasa), presentación en decibelios y selección automática de escalas (*autorange*).

La incertidumbre de las medidas realizadas con multímetros digitales no viene determinada por la longitud de la escala, ni por la capacidad de leer en ella o interpretarla, como sucede en los instrumentos analógicos, sino fundamentalmente por un convertidor A/D (CAD). Al medir tensiones continuas con polímetros analógicos, la incertidumbre especificada es como mínimo del orden de $0,5 \%R + 0,5 \%R_{FE}$ (R , lectura, R_{FE} , *lectura de fondo de escala*, que es la máxima). En los multímetros digitales, la incertidumbre especificada suele ser inferior a $0,1 \%R + 0,1 \%R_{FE}$. La incertidumbre es menor en los modelos que tienen mayor resolución. También hay menor incertidumbre por efecto de carga, porque tienen mayor impedancia de entrada que los polímetros analógicos.

La resolución normal en polímetros analógicos es de 1 en 120, mientras que en los digitales va desde 1 en 1000 en los de 3 dígitos hasta 1 en 10^5 en los de 5 dígitos, dentro de la gama ordinaria, e incluso hasta 1 en 10^9 en los multímetros de gama alta de 9 dígitos. Combinando esta resolución con las escalas oportunas, la resolución de medida es mucho mejor que la de los polímetros analógicos. Si el número máximo de “cuentas” (valor numérico máximo del indicador digital) es N y la lectura máxima en la misma escala (con unidades) es R_{FE} , la resolución de medida es $r = R_{FE}/N$.

En cuanto a la velocidad, en los polímetros analógicos es inferior a una medida cada segundo (limitada por la capacidad de lectura del usuario), mientras que en los digitales va desde 2 hasta 100 000 medidas cada segundo, o más (en los sistemas de adquisición de datos). La velocidad depende de la resolución (disminuye cuando aumenta el número de dígitos) y también de la magnitud medida: la más rápida suele ser la tensión continua y la más lenta la resistencia en las escalas más altas.

El principal inconveniente de los multímetros digitales es que, como en todo instrumento con presentación digital, a igualdad de tiempo dan menos información que un sistema analógico (apartado 1.2.2). Con un DMM es difícil, por ejemplo, ajustar valores máximos y mínimos o apreciar ten-

dencias. Esta limitación se subsana, en parte, incorporando algún indicador adicional. Hay modelos que emplean un símbolo especial para indicar la tendencia de medidas sucesivas, otros emplean una señal acústica para indicar la continuidad o discontinuidad, mientras que aún otros incluyen un indicador “analógico” de estado sólido (una “barra” luminosa). Estos indicadores presentan realmente valores cuantificados, pero de una forma que facilita la percepción de las tendencias.

Un posible inconveniente de los multímetros digitales es la mayor facilidad con que pueden pasar inadvertidas las medidas incompatibles debidas a interferencias o las equivocaciones debidas a su mala utilización, pues los sistemas con lectura digital tienden a producir una falsa seguridad en el usuario. Para evitar las medidas incompatibles y las equivocaciones, es importante tener un modelo, siquiera muy simplificado, del circuito donde se mide, que permita estimar a priori el valor medido.

Los multímetros digitales suelen clasificarse según su resolución y según el valor de fondo de escala para las distintas magnitudes que miden. La resolución de medida depende de la escala. Así, por ejemplo, una resolución de 1 sobre 1999 en la escala de 1 V da una resolución de medida de 1 mV, mientras que en la escala de 10 V pasa a ser de 10 mV. La resolución en la menor escala disponible se denomina *umbral*. Los instrumentos que tienen una resolución muy pequeña reciben nombres especiales, relacionados con la unidad adecuada para indicar su resolución: *nanovoltímetro*, *picoamperímetro*.

Si el valor numérico de la magnitud de entrada sobrepasa el máximo valor que se puede visualizar en una escala determinada, se dice que hay un *desbordamiento* o *sobrecarga*, y el DMM suele avisar mediante un parpadeo de los indicadores numéricos. Si en una escala se admiten, por ejemplo, 1,999 V, 2,000 V es una sobrecarga. (Dado que el símbolo decimal en los indicadores digitales suele ser el punto en vez de la coma, las lecturas respectivas para las tensiones anteriores serían 1.999 V y un valor—quizá 0000—parpadeando.).

Normalmente el dígito de la izquierda sólo puede valer 0 o 1, aunque a veces puede valer entre 0 y 3, o entre 0 y 5. Además, puede suceder que cuando el dígito de mayor peso tenga su valor máximo, también el dígito

anterior tenga limitado su valor. Esta limitación de la capacidad de medida máxima obliga a cambiar de escala, con la consiguiente pérdida de resolución de medida. En el ejemplo anterior, una tensión de 2 V se presentaría como 2.00 V, y la resolución sería de 10 mV. Una tensión de 1,999 V se presentaría en cambio como 1.999 V, con una resolución de 1 mV. La capacidad de medida máxima se cuantifica con la ayuda del *factor de extensión de escala*, FEE,

$$FEE = \frac{N - 10^n}{10^n} \times 100 \quad (3.1)$$

donde N es el número de cuentas máximo y n es el número de dígitos completos del indicador (aquellos que pueden tomar cualquier valor entre 0 y 9). En el ejemplo anterior, $N = 1999$, $n = 3$ y $FEE = 100\%$. Si la máxima lectura fuera 1,5 V ($N = 1500$), $FEE = 50\%$. Si en cambio la máxima lectura fuera 3,999 V ($N = 3999$), $FEE = 300\%$.

Otro criterio para clasificar los multímetros digitales considera su velocidad de medida. Se distingue así entre los equipos de banco de laboratorio (*bench-top* DMM) sin salida codificada o de mano (*hand-held* DMM), que suelen ser lentos (velocidades de 2 a 30 lecturas cada segundo), los equipos de banco de laboratorio con salida codificada, que ofrecen hasta 1000 lecturas cada segundo, y los sistemas de adquisición de datos, que son mucho más rápidos (hasta 600 MB/s) y suelen tener varios canales de medida.

Hay varios instrumentos relacionados con los multímetros digitales que reciben nombres especiales. Los *voltímetros vectoriales* miden la amplitud y la fase de una tensión alterna respecto a otra de referencia. Los *telurómetros* miden la resistencia de conexión a tierra. Los *vatímetros* miden potencia de forma directa y, algunos, también tensión y corriente (Cuadros 3.2 y 3.3).

3.2 Esquema de bloques de un multímetro digital

La figura 3.1 es el esquema de bloques funcionales de un DMM genérico, con indicación de los puntos donde inciden los controles de ESCALA y FUNCIÓN dispuestos en el panel frontal. En muchos instrumentos de mano, la función y la escala se eligen con un solo conmutador giratorio. Para medir tensión, cada uno de los dos bornes de entrada se conecta a uno de los dos

puntos entre los que se desea medir la tensión. El DMM queda entonces conectado en paralelo con la carga. Para medir intensidad de corriente hay que abrir el circuito por donde circula la corriente e intercalar en él el DMM, que completa entonces el circuito y por consiguiente queda conectado en serie con él. Para medir una resistencia hay que desconectarla del circuito donde esté, en su caso, o por lo menos apagar la alimentación de dicho circuito.

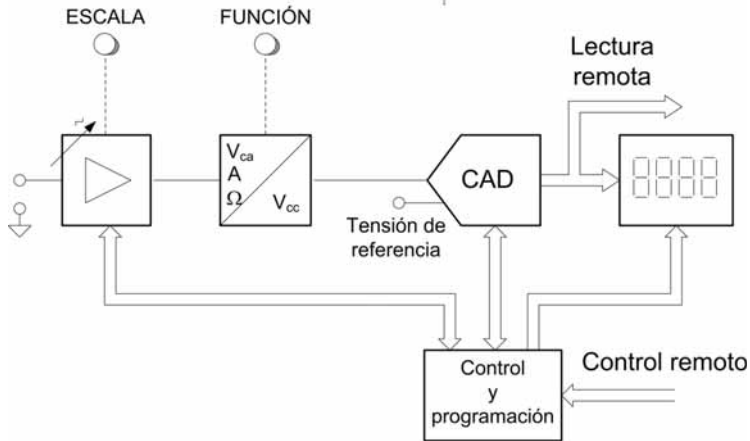


Figura 3.1 Esquema de bloques funcionales de un multímetro digital donde se muestra que el control ESCALA incide sobre el atenuador/amplificador de entrada, y el control FUNCIÓN incide sobre el convertidor a tensión continua.

Con el atenuador/amplificador se adapta el valor de la magnitud de entrada al campo de tensiones de entrada del convertidor A/D, que suele ser de entre 0 V y 1 V, a entre 0 V y 10 V. Esta etapa ofrece, además, la impedancia de entrada adecuada a la magnitud que se va a medir (alta para tensiones, baja para corrientes). El circuito de control se informa de la escala de medida elegida o la establece, en función de la selección en el panel frontal o bien según el resultado de la conversión A/D, si posee cambio de escala automático. En la figura 3.2 se esboza una posible distribución de los controles en el panel frontal.

El bloque de conversión a tensión continua es necesario porque el convertidor A/D sólo admite tensiones continuas a su entrada. Por ello se convierten las corrientes y resistencias en tensiones, y las tensiones alternas, en continuas. Los elementos que convierten un mensurando eléctrico alterno en

una corriente continua, una tensión continua o una señal digital, para propósitos de medida, se denominan *transductores de medida eléctrica*.

El convertidor A/D obtiene el valor de los dígitos a partir de la tensión de entrada, es decir, obtiene el valor indicado a partir del cual se calcula el resultado de la medida (valor medido e incertidumbre). También determina la velocidad de lectura y, en parte, el rechazo de las interferencias de red. Junto con los circuitos de entrada, determina el número de escalas, la resolución y la incertidumbre de la medida. La tensión de referencia es una tensión continua conocida y determina en gran parte la estabilidad o derivas del instrumento.

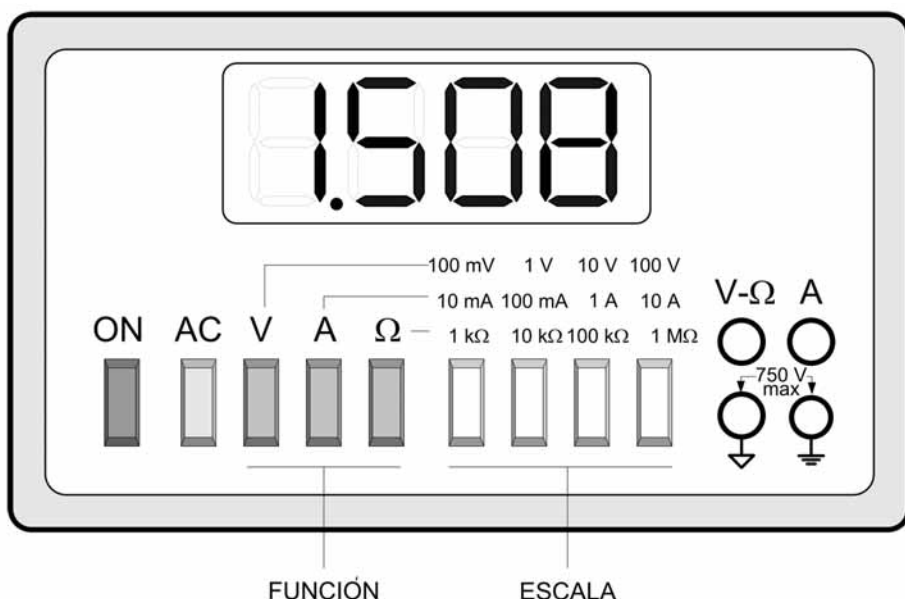


Figura 3.2 Panel frontal de un multímetro digital simple. Uno de los dos bornes para medir la intensidad de corriente es distinto del borne empleado para medir tensión (y resistencia).

El visualizador de los equipos conectados a la red solía estar basado en indicadores de siete segmentos realizados con diodos luminiscentes rojos (LED). Su consumo era elevado y su visibilidad con luz solar escasa. Los equipos portátiles y muchos modelos actuales emplean visualizadores de cristal líquido (LCD), que tienen menor consumo y mayor visibilidad en

ambientes brillantes. Por el contrario, son más lentos, sobre todo a baja temperatura.

El circuito de control y programación determina la secuencia de operaciones y controla la presentación de la indicación: valor numérico, polaridad, símbolo (punto) decimal y unidades, y acepta instrucciones de programación externas. Hay circuitos integrados monolíticos como los ICL7106/7, ICL7135/6 y MA133/4 que incluyen todas estas funciones y sólo necesitan los indicadores numéricos, algunos componentes externos para determinar los ciclos de trabajo (autocero, integración, etc...) y una tensión continua de referencia muy estable.

3.3 *Convertidores analógico-digitales*

El núcleo de un DMM es el convertidor A/D, que determina un gran número de sus cualidades y justifica la necesidad de varios de sus circuitos de acondicionamiento de la señal de entrada. Se expone a continuación cuáles son sus parámetros de mayor interés aquí y se describen brevemente las dos técnicas de conversión más frecuentes en DMMs: el método de la doble rampa y el de las aproximaciones sucesivas.

Los parámetros que caracterizan el proceso de conversión en sí mismo son: la resolución, el tiempo de conversión, la linealidad o conformidad a la regla de asignación de código y el rechazo de las interferencias de modo serie, es decir, superpuestas (sumadas) a la tensión de entrada. La etapa de entrada del CAD queda caracterizada por el campo de tensiones aceptadas y su polaridad, y por su impedancia equivalente. En la salida son importantes el código (binario natural, BCD,...), los niveles de tensión e impedancias (CMOS, TTL, ECL,...), y el formato (serie o paralelo).

Hay cuatro grandes familias de CADs: los basados en integración, los que utilizan modulación sigma-delta, los de retroacción (*feedback*) y los convertidores paralelos (*flash*). En los CADs integradores se convierte la tensión de entrada en un tiempo o frecuencia que se mide con un reloj y un contador. Tienen alta resolución pero baja velocidad. Pertenecen a este grupo los convertidores de doble rampa, y variantes, los convertidores tensión/frecuencia y otros. Los convertidores basados en modulación sigma-delta utilizan también un integrador pero su salida es un tren de pulsos digi-

tales. En los convertidores con retroacción hay un convertidor digital-analógico cuya salida se compara con la entrada actual, y se ajusta la primera hasta igualar a la segunda. Su velocidad de conversión es media-alta pero tienen menor resolución que los convertidores integradores. Son de este tipo los convertidores de aproximaciones sucesivas y los de rampa escalonada. Los convertidores paralelos comparan de una vez la tensión de entrada con los $2^N - 1$ niveles de tensión necesarios para cuantificar la tensión de entrada, que se obtienen mediante un divisor de tensión resistivo a partir de una única tensión de referencia. El elevado número de comparadores de tensión necesario encarece el precio de estos convertidores, que se destinan sólo a la digitalización de señales de alta frecuencia, por ejemplo en osciloscopios digitales.

3.3.1 Convertidores A/D de doble rampa

En un CAD de doble rampa se convierte la tensión analógica de entrada en una corriente proporcional que se integra cargando un condensador durante un tiempo fijo determinado por un oscilador de frecuencia estable (primera rampa) (figura 3.3). El condensador se descarga luego (segunda rampa) mediante una corriente proporcional a una tensión de referencia interna, conocida y estable, y de signo opuesto a la entrada. El tiempo que tarda en descargarse el condensador es proporcional a la tensión de entrada. Al final del tiempo de carga fijo, T , el condensador alcanza una tensión

$$V_C = \frac{1}{\tau} \int_0^T V_x dt = \frac{V_x}{\tau} T \quad (3.2)$$

donde τ es la constante de tiempo del integrador. La descarga hasta 0 V cuando se aplica una tensión de referencia V_r dura un tiempo t_x tal que

$$0 - V_C = \frac{1}{\tau} \int_T^{T+t_x} V_r dt = \frac{V_r}{\tau} t_x \quad (3.3)$$

De estas dos ecuaciones se deduce

$$\frac{t_x}{T} = -\frac{V_x}{V_r} \quad (3.4)$$

La relación entre la tensión de entrada y la de referencia se puede obtener, pues, midiendo una relación de tiempos.

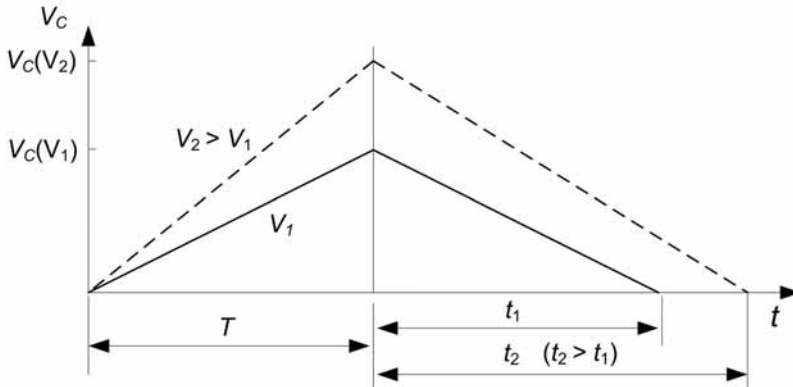


Figura 3.3 En un convertidor A/D de doble rampa se integra durante un tiempo conocido T la tensión desconocida, y luego se mide el tiempo necesario para descargar el condensador de integración.

Antes de las dos fases de carga y descarga suele haber una fase de *autocero*: se pone a masa la entrada de señal y se carga un condensador con la salida del integrador; esta tensión, debida a la presencia de variaciones del cero (decalado), se toma como nivel “cero” en las operaciones posteriores, que de esta forma no se ven afectadas por aquellas variaciones. Otra alternativa para corregir el cero es restar digitalmente el valor de su variación. Para ello se hacen dos ciclos de doble rampa: el primero con entrada nula, y el segundo con la tensión que se desea convertir. Estos últimos convertidores se denominan de cuádruple rampa.

En los multímetros de alta resolución, los convertidores de múltiples rampas son más habituales que los de aproximaciones sucesivas por las siguientes ventajas. En primer lugar permiten rechazar las interferencias de modo serie (modo normal) en la entrada, a base de elegir que T sea un múltiplo del periodo de la interferencia que se desea eliminar. Normalmente se trata de la tensión de la red eléctrica (50 Hz o 60 Hz) (apartado 3.5.3). La segunda ventaja de los CADs integradores es su gran linealidad, ya que para cuantificar la salida se usa el tiempo, que es una magnitud continua. Sólo se pierden códigos en las proximidades del cero, debido al ruido interno. La tercera ventaja es que las variaciones del tiempo de integración y del periodo del reloj no influyen en el resultado, siempre y cuando no cambien tan rápidamente que su valor sea muy distinto de una a otra fase del ciclo de conversión (carga/descarga). El único componente crítico que puede produ-

cir derivas es la tensión de referencia. Por último, los convertidores de doble rampa permiten hacer medidas relativas o de relación entre dos tensiones. Para ello basta tomar como tensión de referencia aquella con la que se desee comparar la tensión de entrada.

El principal inconveniente de los convertidores integradores es su lentitud. El tiempo de conversión de un convertidor de N bits va desde T (2^N ciclos de reloj), para una entrada de 0 V, hasta $2T$ (2^{N+1} ciclos de reloj), para la entrada de fondo de escala. Para rechazar las interferencias de 50 Hz, T debe durar por lo menos 20 ms. La duración máxima de la descarga, si se emplea el mismo contador que para la carga, será también de 20 ms. El tiempo de conversión será, pues, de 40 ms más el tiempo de ajuste de la desviación del cero.

3.3.2 Convertidores A/D de aproximaciones sucesivas

En este método de conversión se compara sucesivamente la señal analógica de entrada con fracciones, cada vez menores de la tensión de referencia en una secuencia de pasos programados (figura 3.4). Según el resultado de la comparación, el bit correspondiente del código de salida toma el valor 1, si la tensión de entrada es mayor, o el valor 0, en caso contrario. Se requieren tantos pasos de comparación como bits tenga el código de salida. La tensión de entrada debe permanecer constante durante el tiempo de conversión. Para ello se precede el CAD con un *amplificador de muestreo y retención* (*sample and hold amplifier*) que carga un condensador al valor instantáneo de la tensión de entrada y lo ofrece a su salida con baja impedancia.

En la primera iteración, la salida del circuito es inicialmente 100...00. Si la tensión analógica correspondiente (la mitad de la tensión de referencia, y $V_{\text{ref}} = FE$), obtenida con un CDA, es menor que la tensión que se desea convertir, se mantiene el 1 en el bit de mayor peso y se conmuta el siguiente bit a 1 para tener 110...00. Si la tensión analógica correspondiente a 100...00 fuera mayor que la tensión que se desea convertir, se conmuta el bit de mayor peso a 0 y se pone el siguiente bit a 1 para tener 010...00. En el primer caso, se compara de nuevo, ahora con 110...00, y en función del resultado se decide mantener el segundo bit a 1 o cambiarlo por 0. En el segundo caso, se compararía con 010...00. Luego se pone el tercer bit a 1 y se repite el proceso hasta llegar al bit de menor peso.

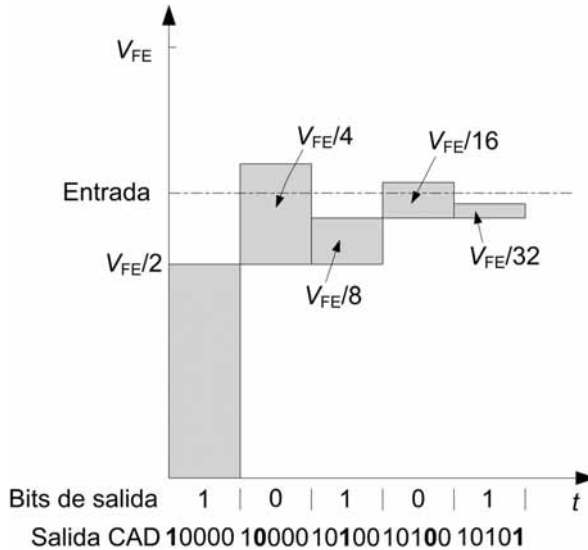


Figura 3.4 Secuencia de comparaciones y decisiones en un CAD de aproximaciones sucesivas. Se empieza por el bit de mayor peso (MSB) y se continúa hasta el bit de menor peso (LSB). El primer nivel de comparación es la mitad de la tensión de fondo de escala (FE) y el incremento del nivel de comparación es a cada paso la mitad de la amplitud del incremento del paso anterior.

Este método es rápido, pues el tiempo de conversión es igual al producto del número de bits por el período de reloj que marca la secuencia de los pasos. Por lo tanto, la conversión es tanto más rápida cuantos menos bits interesen. Se tarda incluso menos de 100 ns para 14 bits y poco más de 1 μ s para 18 bits. Por ello, estos convertidores se emplean cuando la señal de entrada varía rápidamente o cuando hay varias señales de entrada lentas que se conectan sucesivamente mediante un conmutador de alta velocidad, como en los sistemas de adquisición de datos.

El principal inconveniente de este método de conversión es su alta sensibilidad al ruido superpuesto a la tensión de entrada, pues carece del filtrado inherente a la integración que tienen los convertidores de doble rampa (apartado 3.5.3). Además, la incertidumbre depende ahora de la del convertidor D/A, y ésta depende no sólo de una tensión continua de referencia que debe ser muy estable, sino también de una red interna de resistencias (o de condensadores) y de otros componentes internos necesarios para su funcionamiento.

3.4 Circuitos de entrada de los multímetros digitales

El convertidor A/D tiene un campo de tensiones de entrada limitado y por ello hay que amplificar las tensiones pequeñas y atenuar las grandes; exige tensiones continuas a su entrada y por ello hay que convertir en tensiones continuas las otras magnitudes que se desee medir; y tiene unas características de entrada (baja impedancia y sin protecciones) poco adecuadas para medir en cualquier circuito, de modo que debe ir precedido de circuitos que ofrezcan características adecuadas al circuito donde se va a medir. Todas estas funciones las realiza el circuito de entrada del DMM (figura 3.5).

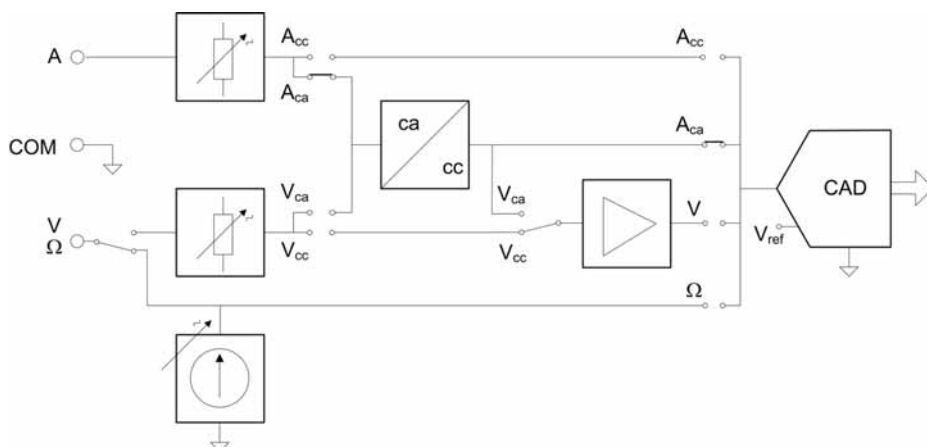


Figura 3.5 Esquema de bloques funcional del circuito de entrada de un DMM. Las posiciones de los conmutadores las determina el usuario al seleccionar una función y escala, de forma manual o automática. (El símbolo-escalón-junto a la flecha de los componentes de valor ajustable indica que la selección no es continua sino a saltos).

Para medir temperatura se usan sondas de tipo lápiz, con un sensor RTD (*Resistive Temperatura Detector*), termistor, termopar o termómetro semiconductor, que tengan poca masa térmica –para medidas rápidas–, aislamiento eléctrico –para medir en componentes sometidos a tensión alta–, y herméticas –para medir en líquidos.

Para medir la relación entre magnitudes (V_1/V_2 en divisores de tensión, V_{ca}/V_{ca} en transformadores, etc.), no se duplican los circuitos de entrada, sino que se emplea un *multiplexor* de dos canales (un interruptor elec-

trónico con dos entradas alternativas y una salida común), y una de las dos cantidades se toma como referencia en el CAD.

3.4.1 *Atenuador-amplificador*

El *atenuador* es el elemento que establece la impedancia equivalente de entrada del instrumento, le protege frente a sobretensiones y sobrecorrientes, y fija el valor máximo de la tensión aplicada al CAD. Puede ser un circuito meramente pasivo (figura 3.6a) o puede estar combinado con un amplificador (figura 3.6b). En ambos casos se emplean redes de resistencias con una relación entre valores bien definida y estable. Obsérvese que se trata de atenuadores resistivos pues, a diferencia de los osciloscopios, a las frecuencias de utilización habituales de los multímetros básicos, las capacidades parásitas no tienen suficiente importancia como para que necesariamente deban utilizarse atenuadores RC compensados (es decir, con atenuación constante para todas las frecuencias—apartado 5.4.1). En los multímetros con envolvente metálica y conectados a la red eléctrica, el borne de referencia de entrada (terminal “bajo” o común, COM) no está conectado a tierra sino que es flotante, de manera que se pueden medir tensiones entre dos nodos cualesquiera de un circuito. En cualquier caso, la tensión entre el borne común de entrada y la envolvente no debe exceder un límite prefijado, que suele venir indicado en el panel frontal y en el manual del usuario como *tensión de aislamiento*.

En la figura 3.6a, el fusible en serie con la entrada evita los daños por corrientes altas, mientras que el varistor limita el valor de tensión de pico. (Un *varistor*, o MOV, de *Metal Oxide Varistor*, es un resistor no lineal cuya resistencia reduce drásticamente su valor cuando la caída de tensión en ella es alta). Habitualmente, un DMM resiste al menos la tensión de red cuando está dispuesto para medir resistencias. En las medidas de tensión aguantan hasta 6 kV durante 10 μ s. La resistencia (equivalente) de entrada en la figura 3.6a es de 10 M Ω para todas las escalas, que es el valor habitual. En alterna hay que considerar una capacidad del orden de 75 pF a 100 pF en paralelo con dicha resistencia. Con este esquema, en la escala de 100 mV, o bien se usa una referencia 10 veces menor en el CAD, o bien se da una ganancia previa de 10 antes de digitalizar la tensión.

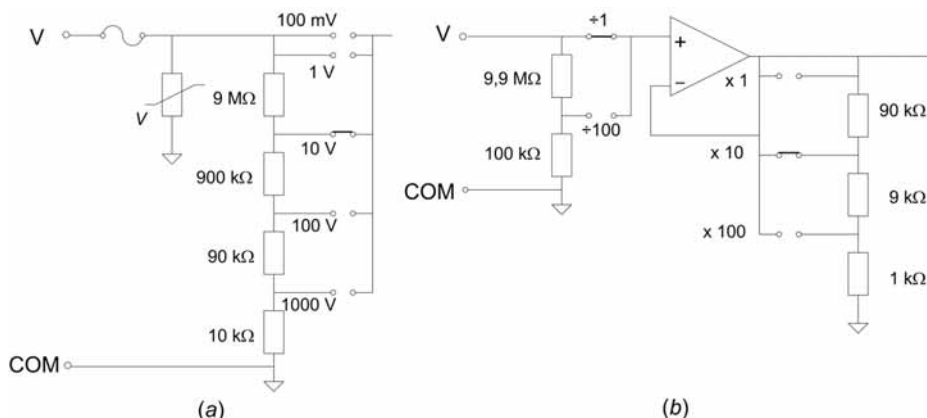


Figura 3.6 Atenuadores de entrada para multímetros digitales. La posición de los conmutadores depende de la escala de medida seleccionada.

Cuando se emplea una combinación atenuador-amplificador, figura 3.6b, se utiliza atenuación previa porque el campo de tensiones que acepta el amplificador es limitado y no soporta tensiones superiores a las de la alimentación propia. La desviación de cero (tensión de *offset*) del amplificador operacional no es muy importante si se compensa en la fase de autocero del CAD, a base de cortocircuitar internamente la entrada del amplificador (pero no la fuente de señal, desde luego). La protección de entrada se puede obtener con los mismos componentes que en la figura 3.6a.

Si en serie con el atenuador se añade una resistencia externa de valor conocido, y tanto más elevado cuanto mayor sea la resistencia de entrada del multímetro, entonces se podrán medir tensiones mayores que la máxima aceptada por éste, porque la resistencia añadida formará un divisor de tensión con la resistencia equivalente de entrada.

3.4.2 Convertidores corriente-tensión

Los convertidores corriente-tensión (I/V) en multímetros digitales están basados en la ley de Ohm: cuando la corriente circula por una resistencia conocida, produce una caída de tensión, y ésta se digitaliza con el CAD (tras convertirla en tensión continua si la corriente era alterna). En un DMM, la resistencia (*shunt*) para medir intensidades de corriente se elige de modo que la tensión máxima en cada escala de corriente sea la misma (figura 3.7): la máxima que admite el circuito posterior, es decir, el CAD.

Los dos diodos *conectados en antiparalelo* protegen frente a tensiones elevadas (pero inferiores a las permitidas por el varistor de la figura 3.6) y el fusible limita la corriente máxima.

Este método de medida de intensidad exige abrir el circuito por donde circula la corriente de interés. Además, y a diferencia de lo que sucede en la medida de tensiones, la impedancia de entrada varía ahora según la escala, y no siempre es tan baja como se desearía (idealmente, $0\ \Omega$). Pero, en cualquier caso, es suficientemente baja como para crear un cortocircuito peligroso si se intenta medir una tensión cuando la función seleccionada es la medida de corriente. Por ello, uno de los dos bornes de medida de corriente en muchos multímetros es distinto de los bornes de medida de tensión (y resistencia). Para medir la intensidad de corrientes sin tener que abrir el circuito, hay *pinzas amperimétricas* basadas en los mismos principios que las sondas de corriente para osciloscopio (apartado 5.7.3), y que ofrecen una tensión del orden de 1 mV/A . Estas sondas se conectan entre el borne “V” y el borne de referencia (masa flotante, a veces designado “COM”, de común), y el DMM se dispone para medir tensión.

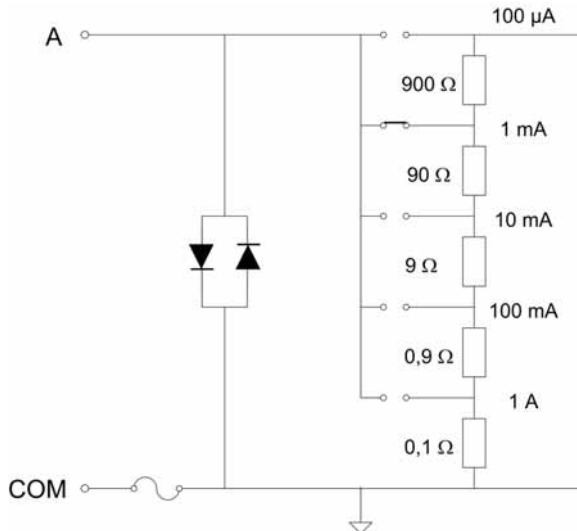


Figura 3.7 Convertidor corriente-tensión para DMM. Los valores de corriente indicados son los de la escala de medida correspondiente a la posición del conmutador.

Para poder medir corrientes de valor superior a la capacidad máxima de medida, se puede disponer una resistencia externa conocida, en paralelo con los bornes de entrada del DMM, siempre y cuando su valor no deba ser tan bajo que adquieran importancia la resistencia de los contactos e hilos de conexión. La resistencia externa forma un divisor de corriente y por ella circulará una fracción de la corriente que se desea medir. El valor medido se podrá obtener a partir de la lectura y de la relación entre la resistencia externa y la resistencia equivalente de entrada del DMM.

La medida de corrientes inferiores a las aceptadas por el instrumento es factible si proceden de una fuente cuya impedancia de salida sea mucho mayor que la resistencia de entrada del DMM. En este caso, en vez de medir en modo "corriente", se puede disponer el DMM como medidor de tensión y medir la caída de tensión que provocan dichas corrientes en la resistencia de entrada, que se supone conocida (normalmente, 10 M Ω).

3.4.3 *Convertidores resistencia-tensión*

Para obtener una tensión continua a partir de una resistencia se hace circular por ésta una corriente de intensidad constante, que tenga una baja incertidumbre intrínseca, y se mide la caída de tensión en bornes de la resistencia desconocida (figura 3.8). La intensidad de la corriente se elige según el valor de las resistencias que se desea medir, que pueden ser desde 100 m Ω hasta unos 300 M Ω . Si la corriente aplicada excede de 1 mA, con esta función del DMM se puede analizar la conducción de diodos (un diodo en buen estado conduce en una dirección pero no en la opuesta). Pero, dado que el DMM aplica una corriente a la resistencia, con este método no se pueden medir resistencias conectadas en un circuito por el que circule corriente. Además, cualquier resistencia en paralelo con la resistencia de interés influirá en el resultado. No obstante, si la caída de tensión producida por el DMM en la resistencia es menor de 0,3 V, se pueden medir in situ resistencias que estén aisladas del resto del circuito por diodos y transistores, porque 0,3 V son insuficientes para que entren en conducción.

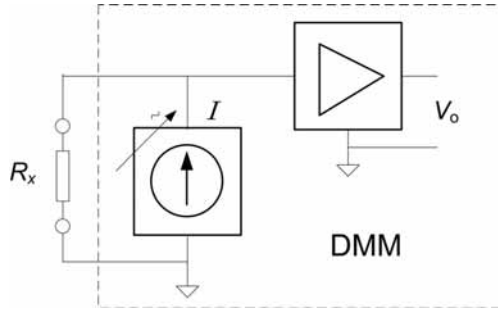


Figura 3.8 Convertidor resistencia-tensión para DMM. El DMM hace circular una corriente continua de intensidad conocida I a través de la resistencia desconocida.

La fuente de corriente se puede obtener, por ejemplo, poniendo en serie con una fuente de tensión constante una resistencia conocida, elegida según la escala de medida. El CAD mide entonces la relación entre la caída de tensión en dicha resistencia interna y la caída de tensión en la resistencia que se mide, de manera que el resultado es independiente del valor de la intensidad de la corriente inyectada en la resistencia desconocida.

La tensión obtenida en bornes de la entrada del DMM en la figura 3.8 es

$$V_m = I \times R_x \quad (3.5)$$

Pero si se considera la resistencia de cada cable (o hilo) de conexión (más de los contactos), R_h , resulta

$$V_m = I \times (R_x + 2R_h) \quad (3.6)$$

de modo que el resultado incluye el efecto de los hilos. Para evitar este efecto, o bien se mide primero la resistencia de los hilos y luego se resta (suponiendo que los contactos entre los hilos y la resistencia no afectan de forma apreciable), o bien se emplea un *circuito de medida con cuatro hilos*, dispuesto como en la figura 3.9. Si el amplificador tiene alta impedancia de entrada, la mayor parte de la corriente circulará por R_x , sin pasar por los hilos empleados para medir la caída de tensión. Para aplicar este método, la fuente de corriente debe ser flotante respecto al borne común del DMM.

A falta de un instrumento capaz de medir con cuatro hilos se puede hacer una medida equivalente mediante dos multímetros. Para ello basta aplicar corriente con uno de ellos, disponiéndolo para medir resistencia, y

medir con el otro DMM la caída de tensión en la resistencia. Entonces, $R = V/I$, donde I viene especificada en el manual, o se puede determinar aplicando primero el método a una resistencia conocida. Al mismo tiempo, la lectura del óhmetro (el primer instrumento) da una idea de la resistencia de las conexiones (cables y contactos).

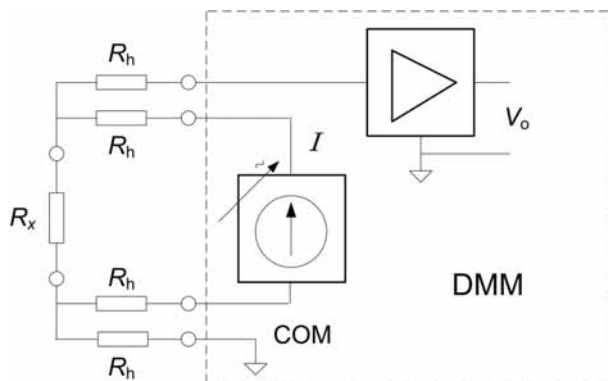


Figura 3.9 Medida de resistencia mediante el método de los cuatro hilos. La tensión de salida depende de la caída de tensión en R_x , pero no de la resistencia de los hilos de conexión, R_h .

Para medir una resistencia siempre se puede acudir a la ley de Ohm: conectar la resistencia a una fuente de tensión conocida y medir la intensidad de la corriente. Aunque es probable que al estudiar las características del instrumento se descubra que la incertidumbre del resultado sea mayor que al medir resistencias directamente, este método permite extender fácilmente el campo de medida del DMM.

3.4.4 Convertidores alterna-continua

Las tensiones continuas quedan caracterizadas por su polaridad y su magnitud. Para caracterizar las tensiones alternas hay que saber primero si son periódicas. Si lo son, interesa su frecuencia y su forma, y, normalmente, su valor de pico (positivo) a pico (negativo, o valle) y su energía, caracterizada por su valor eficaz (rms, *root mean square*).

Los multímetros miden el valor eficaz de tensiones dentro de una banda de frecuencias limitada (apenas mayor que la de audiofrecuencia en los más simples) y, según el método de conversión alterna-continua que empleen, puede que la medida sólo sea válida para formas de onda determina-

das. Si el ancho de banda de la señal es mayor que el del DMM, el valor eficaz medido será inferior al real.

Hay dos tipos de convertidores: los convertidores de tensión alterna a valor eficaz (*convertidores rms*) y los convertidores de tensión alterna a valor medio. El *valor medio de una tensión alterna* se define como el valor de una tensión continua que transfiera la misma cantidad de carga a un condensador durante un semiperíodo de la tensión alterna. No se trata, pues, del valor medio matemático en un periodo sino en un semiperíodo.

El *valor eficaz de una tensión* se define como el valor de una tensión continua que aplicada a una misma resistencia disipe la misma energía en el mismo tiempo. Matemáticamente se puede expresar como

$$V_{o(rms)} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v_o^2 dt} \quad (3.7)$$

donde $v_o = v(t)$ es el valor instantáneo de la tensión.

Un tipo de convertidores de alterna a valor eficaz se basan directamente en la definición anterior y se denominan *medidores rms térmicos*. Emplean dos termoelementos constituidos por una *termopila* (un conjunto de termopares conectados en serie que generan una tensión proporcional a su temperatura) y una resistencia calefactora, que están acoplados térmicamente pero aislados eléctricamente. La tensión alterna de entrada calienta uno de los dos calefactores mientras que el otro es calentado, hasta alcanzar la misma temperatura que el primero (medida con la termopila), por una tensión continua generada internamente y que se mide con baja incertidumbre. La constante de tiempo de estos convertidores es grande debido a la inercia térmica y por tanto su respuesta es lenta, del orden de 1 s o superior.

Otros convertidores rms se basan en circuitos analógicos que realizan los cálculos indicados por la definición matemática. Son más baratos y con mayor campo de medida que los convertidores térmicos, pero tienen menor ancho de banda y están afectados por la simetría de la señal de entrada.

Los principales parámetros de los convertidores rms, y por tanto del DMM que los incorpore, son: el campo de frecuencias, los factores de forma y de cresta, la máxima velocidad de cambio de la entrada, y la incertidumbre.

El campo de frecuencias habitual incluye de 30 Hz a 100 kHz y las tensiones continuas. El convertidor en sí acepta en su entrada tensiones alternas y continuas, pero si cuando el DMM se dispone para medir tensiones alternas se acopla en alterna, el resultado es falso si la señal tenía una componente continua. El *verdadero valor eficaz* (es decir, incluyendo la componente continua) es

$$V_{o(rms)} = \sqrt{V_{cc(rms)}^2 + V_{ca(rms)}^2} \quad (3.8)$$

Este valor se designa a veces como “Trms” (T de *true*, verdadero, en inglés).

El *factor de forma* se define como

$$FF = \frac{V_{ca(rms)}}{V_{o(av)}} \quad (3.9)$$

donde $V_{o(av)}$ es el valor medio de la señal una vez rectificada.

El *factor de cresta* se define como la relación entre el valor máximo ($V_{o(p)}$, valor de pico), respecto al nivel 0 V, y el valor eficaz,

$$FC = \frac{V_{o(p)}}{V_{o(rms)}} \quad (3.10)$$

Para una señal cuadrada, $FC = 1$. El factor de cresta que acepta el DMM viene establecido por el cociente entre el campo de tensiones del amplificador de entrada y la tensión eficaz que en la entrada del convertidor alterna-continua dé la máxima salida. El valor usual de FC es de entre 2,4 y 3 a fondo de escala. Si el factor de cresta de una señal excede del permitido en una escala, se puede medir en la escala inferior porque en ésta la lectura obtenida será menor, pero por supuesto que la resolución será peor. Si la señal medida supera inadvertidamente el factor de cresta especificado, se distorsiona en el amplificador y sólo se mide el valor eficaz de una parte de la señal de entrada porque el amplificador no reproduce fielmente su forma.

El factor de cresta de una tensión alterna se puede estimar con la ayuda de un osciloscopio: se conecta la tensión al osciloscopio, acoplado en alterna, se mide el máximo valor positivo o negativo, y se divide este valor por la lectura de valor eficaz del DMM. Si el resultado es menor que el factor de cresta aceptado por el DMM, probablemente éste no influye en el

valor medido. El ancho de banda de la tensión también se puede estimar con el osciloscopio, dividiendo 0,35 por el tiempo de subida o de bajada más rápido que se observe en la señal (apartado 5.4).

La *máxima velocidad de cambio (slew rate)* admisible para la entrada del convertidor, viene especificada por una cantidad con unidades $V \times Hz$ (o V/s), y está determinada por el amplificador de entrada. Un valor habitual es $10^7 V \times Hz$.

La incertidumbre intrínseca del convertidor rms suele darse, como es habitual, mediante la suma de dos términos: uno que depende de la lectura obtenida y otro que es constante para cada escala.

Dado que los convertidores rms son relativamente caros, los multímetros más simples incorporan un *convertidor de alterna a valor medio*, que mide el valor medio de la señal rectificada, mediante rectificación de doble o media onda, seguida de filtrado pasa-bajas (figura 3.10a). Su salida se multiplica luego por una constante que es el factor de forma correspondiente a una senoide pura, y se presenta el resultado. Lógicamente, si la señal no es una senoide pura, o si tiene ruido superpuesto, el resultado es incorrecto. Si la señal es cuadrada o triangular, se puede corregir la lectura para tener el valor eficaz correcto. Para ello es necesario conocer el factor de forma de una senoide pura (que es el que emplea el multímetro), y el de la señal de entrada.

El valor eficaz de una senoide pura es

$$\begin{aligned} V_{o(rms)} &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v_o^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi V_{o(p)}^2 \sin^2 \theta d\theta} \\ &= V_{o(p)} \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2\theta \right) d\theta} = V_{o(p)} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[\frac{1}{2} \theta - \frac{1}{4} \sin 2\theta \right]_0^\pi} = \frac{V_{o(p)}}{\sqrt{2}} \end{aligned} \quad (3.11)$$

El valor medio, después de rectificarla en doble onda, es

$$V_{o(av)} = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi V_{o(p)} \sin \theta d\theta = V_{o(p)} \frac{2}{\pi} = 0,6366 V_{o(p)} \quad (3.12)$$

Por lo tanto, el factor de forma de una senoide pura es

$$FF = \frac{V_{ca(rms)}}{V_{o(av)}} = \frac{V_{o(p)}}{\sqrt{2}} \frac{\pi}{2V_{o(p)}} = \frac{\pi\sqrt{2}}{4} = 1,11 \quad (3.13)$$

Con una rectificación en media onda, el valor medio se reduce a la mitad, y el factor por el que hay que multiplicar el resultado para obtener el valor eficaz es 2,22.

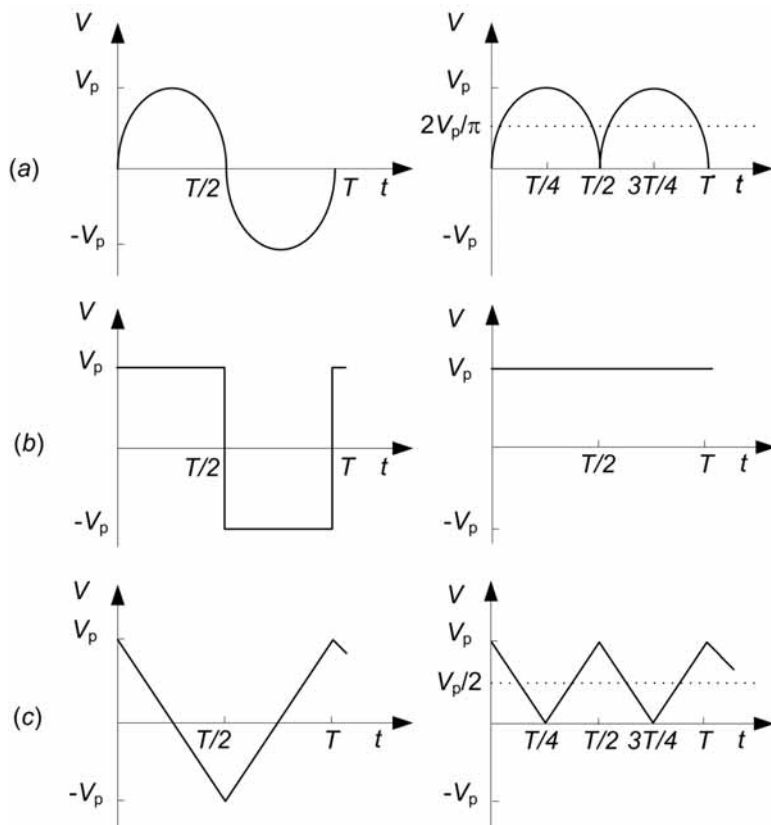


Figura 3.10 Formas de onda simples y el resultado de rectificarlas. Los valores medios están indicados por las líneas de puntos horizontales.

Para una señal cuadrada (figura 3.10b) se cumple $V_{o(p)} = V_{o(rms)} = V_{o(av)}$, de modo que $FF = 1$. En un DMM con convertidor de valor medio, y en ausencia de otros factores de influencia, la lectura obtenida con una señal cuadrada de 1 V (+0,5 V a -0,5 V) sería 0,555 V, y el factor de corrección necesario 0,9009. Si la señal cuadrada fuera entre 0 y V_a , al acoplar paso alto (con el filtro dispuesto en serie con la entrada cuando se selecciona TENSIÓN ALTERNA o CORRIENTE ALTERNA) se eliminaría la componente continua ($V_a/2$) y la lectura sería $0,555V_a$. Al multiplicar por el fac-

tor de corrección anterior, obtendríamos $0,5V_a$. Según (3.8), el verdadero valor eficaz se obtendría mediante la raíz cuadrada de la suma cuadrática de la componente continua y la componente alterna, y el resultado sería $V_a/\sqrt{2}$.

Para una señal triangular simétrica (figura 3.10c), el valor medio después de ser rectificada en doble onda, es

$$V_{o(av)} = \frac{1}{T/4} \int_0^{T/4} V_{o(p)} \frac{t}{T/4} dt = \frac{V_{o(p)}}{2} = 0,5V_{o(p)} \quad (3.14)$$

Su valor eficaz es

$$V_{o(rms)} = \sqrt{\frac{1}{T/4} \int_0^{T/4} v_o^2 dt} = \sqrt{\frac{4}{T} \int_0^{T/4} V_{o(p)}^2 \left(\frac{t}{T/4}\right)^2 dt} = \frac{V_{o(p)}}{\sqrt{3}} \quad (3.15)$$

El factor de forma será, pues, $2/\sqrt{3} = 1,1547$, y el factor de corrección para las lecturas es 1,04.

Los factores de corrección para otras formas de onda pueden ser más difíciles de calcular, por lo que no es recomendable medirlas con multímetros que utilicen este método de conversión alterna-continua. En cualquier caso, si la señal de entrada tiene además una componente continua y, antes de obtener el valor medio, el DMM elimina dicha componente (porque hay un acoplamiento en alterna—filtro pasa-altas—antes del convertidor ca/cc en la figura 3.5), el verdadero valor eficaz se puede calcular midiendo primero en continua, luego en alterna, y después aplicar (3.8). Pero, sea cuál sea el método de conversión alterna-continua, el resultado será incorrecto si la tensión que se mide contiene frecuencias que el multímetro excluye tanto al medir tensión continua como al medir tensión alterna.

Para medir el valor eficaz de tensiones o corrientes muy distorsionadas, lo mejor es emplear instrumentos que muestrean rápidamente la señal y calculen digitalmente el valor eficaz a partir de las muestras digitalizadas. Para una señal distorsionada, la *distorsión armónica* para la componente armónica n se define como su amplitud relativa a la de la componente fundamental,

$$\tau = \frac{A_n}{A_1} \quad (3.16)$$

Las distorsiones que aparecen uniformemente en cada semiciclo de una señal sinusoidal crean sólo armónicos impares, mientras que las distorsiones que aparecen sólo en el semiciclo positivo o negativo crean sólo armónicos pares. La distorsión armónica total (THD, *Total Harmonic Distortion*) se define como

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{A_2^2 + A_3^2 + \dots + A_n^2}}{A_1} = \frac{\sqrt{A_{\text{rms}}^2 - A_0^2 - A_1^2}}{A_1} \quad (3.17)$$

donde A_{rms} es el valor eficaz de la señal y A_0 es la componente continua. El factor de distorsión es la relación entre el valor eficaz de la componente armónica de una sinusoide, incluyendo la componente continua, y el valor eficaz de la señal,

$$\text{FD} = \frac{\sqrt{A_0^2 + A_2^2 + A_3^2 + \dots + A_n^2}}{A_{\text{rms}}} = \frac{\sqrt{A_{\text{rms}}^2 - A_1^2}}{A_{\text{rms}}} \quad (3.18)$$

Una definición alternativa de THD incluye la componente continua con los armónicos, es decir, no la sustrae en el numerador de (3.17).

3.5 *Incertidumbre en los multímetros digitales*

Si un multímetro se utiliza correctamente para una medida directa única, la incertidumbre de medida será la incertidumbre instrumental intrínseca, si se mide en las condiciones de referencia, o la incertidumbre instrumental de funcionamiento, si se mide en las condiciones de funcionamiento especificadas. Pero, debido al método de medida de ciertas magnitudes, puede haber componentes de incertidumbre adicionales. En particular, los métodos de medida descritos en apartados anteriores para ampliar la capacidad máxima de medida para algunas magnitudes, suelen introducir componentes de incertidumbre mucho mayores que las del instrumento.

3.5.1 *Incertidumbre instrumental en los multímetros digitales*

La incertidumbre instrumental de los multímetros digitales se debe a factores tales como las tolerancias de las resistencias del atenuador de entrada, la incertidumbre de la ganancia de los amplificadores, la incertidumbre y derivas de la tensión de referencia del CAD y el ruido de cuantificación del CAD. Al medir magnitudes que no sean tensiones continuas, hay compo-

nentes de incertidumbre adicionales. Las medidas de intensidad de corriente vendrán afectadas por la tolerancia de la resistencia por la que se hace circular dicha corriente para obtener una tensión, pero en cambio no estarán afectadas por el atenuador de tensión de entrada. Las medidas de resistencia vendrán afectadas por la incertidumbre de la intensidad de la corriente inyectada. Al medir en alterna, el convertidor correspondiente es una fuente de incertidumbre adicional, que puede ser distinta según la frecuencia y el factor de cresta de la señal. La consecuencia de todos estos factores es que los límites de la incertidumbre en el diagrama de calibración de un DMM no son constantes para todas las lecturas sino que cambian para cada función (magnitud medida) y, para una determinada función, cambian según la escala, y dentro de una escala, cambian según cuáles sean la lectura (indicación), la frecuencia y el factor de cresta. La tabla 3.1 muestra las especificaciones de un DMM comercial.

Tabla 3.1 Especificaciones de un DMM comercial, para una temperatura de $23^{\circ}\text{C} \pm 5^{\circ}\text{C}$ y un periodo de tiempo inferior a un año después de la última verificación de calibración.

Escala	Resolución	Límite de la incertidumbre	
		45 Hz a 2 kHz	2 kHz a 20 kHz
200 mV	100 μV	0,75 % \times R + 5 cuentas	2,5 % \times R + 7 cuentas
2 V	1 mV		
20 V	10 mV		
200 V	100 mV		
1000 V	1 V		

Los límites de la incertidumbre instrumental del DMM se suelen especificar como la suma de un término relativo y un término absoluto o fiduciario (o ambos). El valor fiduciario suele ser la lectura máxima en la escala considerada, R_{FE} , y por lo tanto incluye la extensión de escala. En algunos casos el valor fiduciario especificado es el valor nominal de la escala, sin extensión, R_{E} . El término absoluto se especifica como un número de “cuentas”, c . Normalmente los límites de la incertidumbre se dan a un nivel de confianza del 95 %. Si la especificación incluye un término relativo y un término fiduciario, la incertidumbre de medida en una medida directa única será

$$U = a \times R + b \times R_{\text{FE}} \quad (3.19)$$

y el resultado de la medida, $M = R \pm U$. Si interesa la incertidumbre relativa, que es útil para comparar distintos instrumentos,

$$\frac{U}{R} = a + b \times \frac{R_{FE}}{R} = a + \frac{b}{R/R_{FE}} \quad (3.20)$$

La figura 3.11 representa esta ecuación para dos valores distintos de a y b .

Si la especificación de los límites de la incertidumbre instrumental del DMM incluye un término relativo y un término absoluto en forma de número de cuentas “c”, la incertidumbre de la medida en una medida directa única será,

$$U = a \times R + c \times r = a \times R + \frac{c \times R_{FE}}{N} \quad (3.21)$$

donde r es la resolución de medida en la escala considerada y N es el número máximo de cuentas en dicha escala. La incertidumbre relativa de la medida es

$$\frac{U}{R} = a + \frac{c}{N \times R/R_{FE}} \quad (3.22)$$

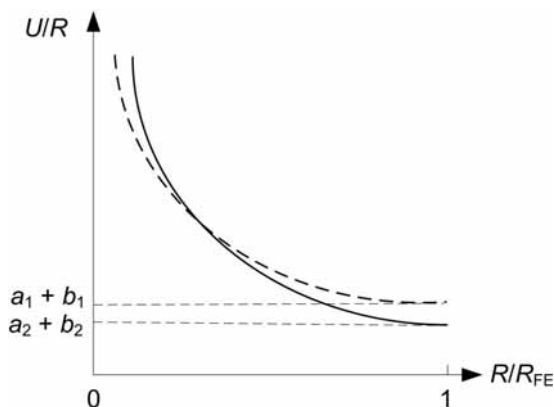


Figura 3.11 Dependencia entre la incertidumbre relativa de la medida, los factores que describen la incertidumbre instrumental absoluta (a , b) y la relación R/R_{FE} .

Las ecuaciones (3.19) y (3.21) muestran que, en una escala determinada, la mayor incertidumbre absoluta se obtiene para una lectura igual a la capacidad máxima de medida en dicha escala ($R = R_{FE}$). Las ecuaciones (3.20) y (3.22) muestran que la incertidumbre relativa de la medida depende en cambio de la relación R/R_{FE} y es mínima cuando $R = R_{FE}$. Para tener la menor incertidumbre relativa hay que medir, pues, siempre en la escala donde se obtenga la lectura más alta, salvo cuando en otra escala de menor resolución los valores correspondientes de a y b (o c) sean tan distintos a los de la escala de más resolución, que la incertidumbre disminuya a pesar del menor número de cifras de aquélla. Esto conlleva que un instrumento que cambie automáticamente de escala para obtener lecturas con el máximo número de cifras, no siempre mide necesariamente en la escala que tiene menor incertidumbre instrumental, tal como muestra la figura 3.11.

Ejemplo 3.1 Se desea medir una tensión continua de unos 15 V, con un multímetro cuya incertidumbre instrumental para tensiones continuas es de $0,1 \%V + 0,05 \%V_{FE}$. La lectura máxima, tanto en la escala de 10 V como en la de 100 V, de 1999 cuentas. ¿Cuál es la incertidumbre relativa de la medida en cada una de estas dos escalas?

En la escala de 10 V (ecuación 3.20),

$$\frac{U}{V} = 0,1 \% + \frac{0,05 \%}{1500/1999} = 0,17 \%$$

En la escala de 100 V,

$$\frac{U}{V} = 0,1 \% + \frac{0,05 \%}{150/1999} = 0,77 \%$$

La incertidumbre instrumental relativa es menor en el primer caso porque la lectura es mayor. Esta conclusión es válida en principio para todos los multímetros digitales.

Ejemplo 3.2 Para medir una tensión alterna de unos 120 V, se dispone de dos multímetros distintos. El primero tiene una incertidumbre de $0,4 \%V + 0,05 \%V_{FE}$ y una extensión de escala del 10 %. El segundo especifica como incertidumbre $0,5 \%V + 0,05 \%V_{FE}$, con una extensión de escala del 100 %. ¿Cuál de los dos tendrá menor incertidumbre relativa al medir 120 V?

En principio parece que el segundo DMM es peor porque sus coeficientes a y b son mayores. Pero el modelo 1 debe medir en la escala de 1000 V, mientras el modelo 2 puede hacerlo en la de 100 V. Las incertidumbres instrumentales relativas respectivas son (ecuación 3.20),

Modelo 1:

$$\frac{U}{V} = 0,4 \% + \frac{0,05 \%}{120/1099} = 0,86 \%$$

Modelo 2:

$$\frac{u_V}{V} = 0,5 \% + \frac{0,05 \%}{1200/1999} = 0,58 \%$$

Este resultado ilustra el interés de la extensión de escala: al permitir una lectura con más cifras, la incertidumbre relativa es menor.

Ejemplo 3.3 Un multímetro de 3 ½ dígitos tiene una incertidumbre de 0,5 %V + 2 cuentas en la escala de 1 V, que admite una lectura de hasta 1,999 V. ¿Cuál es la incertidumbre de medida relativa si la lectura es de 1,5 V?

Aplicando (3.22), con $a = 0,5 \%$, $c = 2$ y $N = 1999$,

$$\frac{U}{V} = 0,005 + \frac{2}{1999 \times (1,5 \text{ V}) / (1,999 \text{ V})} = 0,63 \%$$

Obviamente, la repercusión de las dos cuentas es tanto más pequeña cuanto mayor sea el número de cifras del resultado.

Ejemplo 3.4 Para cierto multímetro con cambio automático de escala, en la de 100 Ω la incertidumbre es 0,08 %R + 0,01 %R_{FE}, con R_{FE} = 199 Ω , mientras que en la escala de 1000 Ω la incertidumbre es de 0,03%R + 0,005 % R_{FE}, con R_{FE} = 1999 Ω . Calcular a partir de qué valor hay menor incertidumbre en la escala de 1000 Ω que en la de 100 Ω .

Igualando las expresiones de las incertidumbres relativas respectivas:

$$\frac{u_R}{R} = 0,08 \% + \frac{0,01 \%}{R/(199 \Omega)} = 0,03 \% + \frac{0,005 \%}{R/(1999 \Omega)}$$

Resolviendo esta ecuación se obtiene $R = 160 \Omega$. Por lo tanto, la medida de resistencias mayores de 160 Ω es más exacta si se hace en la escala de 1000 Ω , aunque por ser inferiores a 200 Ω puedan medirse en la de 100 Ω .

Se observa en los ejemplos anteriores, que la incertidumbre instrumental es siempre mayor que la resolución. Tener una lectura con muchos dígitos permitirá tener mayor resolución, pero no necesariamente menor incertidumbre.

El diagrama de calibración de un DMM varía con la temperatura, la humedad relativa, el tiempo transcurrido desde la última verificación de calibración, y la tensión de alimentación. La temperatura de referencia suele ser el intervalo entre 18 °C y 28 °C, y el periodo de validez de los límites de la incertidumbre especificados, suele ser de 6, 9 o 12 meses después de la verificación de calibración, para los instrumentos de gama baja, y 1 día, 1 o 3 meses y 1 año, para los instrumentos de las gamas más altas. Si las condiciones de funcionamiento son distintas, los nuevos límites de la incertidumbre hay que estimarlos de la forma especificada por el fabricante.

Ejemplo 3.5 Para un determinado multímetro digital se especifica, en la escala de 750 V y para tensiones alternas de entre 10 Hz y 20 kHz, una incertidumbre máxima de $0,06\%V + 0,03\%V_{FE}$ si se mide entre $18\text{ }^{\circ}\text{C}$ y $28\text{ }^{\circ}\text{C}$, siempre que no haya transcurrido más de un año desde la última verificación de calibración, y un coeficiente de la temperatura de $(0,005\%V + 0,003\%V_{FE})/^{\circ}\text{C}$ si se mide entre $0\text{ }^{\circ}\text{C}$ y $18\text{ }^{\circ}\text{C}$, o entre $28\text{ }^{\circ}\text{C}$ y $55\text{ }^{\circ}\text{C}$. Si se mide una tensión de 50 Hz y la lectura es 223,0 V, ¿cuál es el resultado según se mida a la temperatura de referencia, o a una temperatura fuera del campo de referencia pero dentro del campo de funcionamiento?

Con una única lectura, la incertidumbre de medida es la incertidumbre instrumental. Para una lectura de 223,0 V, si se mide en condiciones de referencia, la incertidumbre será

$$U = 6 \times 10^{-4} \times 223\text{ V} + 3 \times 10^{-4} \times 750\text{ V} = 0,3588\text{ V}$$

Resultado: $V = 223,0\text{ V} \pm 0,4\text{ V}$.

Si se mide a una temperatura dentro del campo de funcionamiento, U viene incrementada por el efecto de la temperatura, que será máximo para las temperaturas extremas. Si se mide a $55\text{ }^{\circ}\text{C}$,

$$\begin{aligned} U &= 0,3588\text{ V} + (5 \times 10^{-5} \times 223\text{ V} + 3 \times 10^{-5} \times 750\text{ V}) \times (55\text{ }^{\circ}\text{C} - 28\text{ }^{\circ}\text{C})/^{\circ}\text{C} = \\ &= 0,3588\text{ V} + 0,90855\text{ V} = 1,26735\text{ V} \end{aligned}$$

Resultado: $V = 223,0\text{ V} \pm 1,3\text{ V}$.

3.5.2 Componentes de la incertidumbre debidas al método de medida

Aunque las posibilidades de equivocarse al medir con un DMM son relativamente escasas, debido a su gran resolución y pequeña incertidumbre se corre el riesgo de confiar ciegamente en sus posibilidades y olvidar algunos factores de influencia que pueden producir incluso medidas incompatibles.

Un factor que puede pasar desapercibido es el denominado *efecto de carga* o por intrusismo al medir. Al medir una tensión continua V_o en un circuito que tiene una resistencia equivalente de salida R_o (figura 3.12a), si la resistencia equivalente de entrada del multímetro es R_e , la tensión medida realmente es

$$V_e = V_o \frac{R_e}{R_e + R_o} \quad (3.23)$$

y por el circuito de medida circula una corriente que idealmente tendría que ser nula, de forma que la energía absorbida de la fuente de tensión donde se mide fuera también nula. Para que la lectura no cambie respecto al caso ideal (R_e infinita), debe cumplirse

$$|V_e - V_o| < r = \frac{V_{FE}}{N} \quad (3.24)$$

Según (3.23), para unos valores dados de R_o y R_e , la diferencia máxima entre V_e y V_o se producirá cuando V_o sea lo mayor posible, es decir, $V_o = V_{FE}$. De (3.24) se deduce entonces que la condición que se debe cumplir es

$$R_e > R_o \times (N - 1) \quad (3.25)$$

Normalmente $R_e = 10 \text{ M}\Omega$, e incluso $R_e = 10 \text{ G}\Omega$ en aquellas escalas que no necesitan los divisores de tensión de entrada, de modo que la condición (3.25) suele cumplirse habitualmente, salvo cuando N es muy alta. Los voltímetros cuya resistencia de entrada es tan alta ($1 \text{ T}\Omega$) que apenas absorben energía del circuito donde miden, incluso cuando su resistencia equivalente de salida es alta, se denominan *electrómetros*.

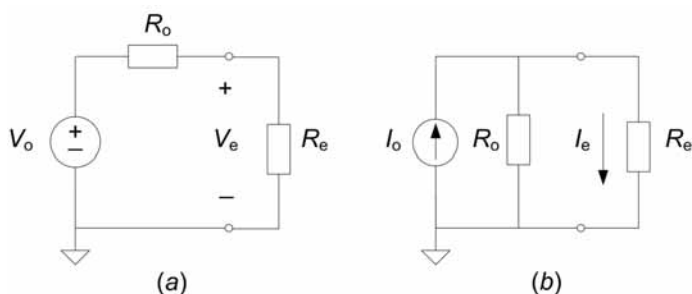


Figura 3.12 Efecto de carga: (a) al medir tensión; (b) al medir corriente.

Para tensiones alternas, en cambio, hay que tener en cuenta que en paralelo con R_e hay una capacidad de entrada (de 75 pF a 100 pF), cuya impedancia se reduce tanto más cuanto mayor sea la frecuencia. Una capacidad de 75 pF presenta una impedancia de sólo unos $106 \text{ k}\Omega$ a 20 kHz y $7 \text{ k}\Omega$ a 300 kHz . Por consiguiente, para que se cumpla (3.24), la impedancia interna equivalente para la fuente de tensión deberá ser bastante más pequeña que en continua.

Ejemplo 3.6 Se mide una tensión alterna sinusoidal de una fuente de 50Ω de impedancia interna, con un DMM que tiene $N = 119\,999$ y una impedancia de entrada de $10 \text{ M}\Omega \parallel 100 \text{ pF}$. Calcular a partir de qué frecuencia se notará el efecto de carga.

La impedancia de entrada del DMM se puede expresar como

$$Z_e = \frac{R_e}{1 + j\omega R_e C_e}$$

La tensión a la entrada del DMM será

$$V_e = V_o \frac{R_e}{R_e + R_o} \frac{1}{1 + j\omega R_e C_e} = V_o \frac{R_e}{R_e + R_o} \frac{1}{1 + j\omega R_p C_e}$$

donde $R_p = R_o || R_e$. El DMM medirá la amplitud (valor eficaz) de esta tensión,

$$|V_e| = |V_o| \frac{R_o}{R_e + R_o} \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega R_p C_e)^2}}$$

El efecto de carga se notará cuando la diferencia entre la amplitud medida y la amplitud de la señal sea mayor que la resolución. La frecuencia máxima será aquella para la que dicha diferencia sea inferior a la resolución,

$$|V_o| - |V_e| = |V_o| \left[1 - \frac{R_e}{R_e + R_o} \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega R_p C_e)^2}} \right] < \frac{V_{FE}}{N}$$

La discrepancia entre V_o y V_e será máxima cuanto mayor sea V_o . Tomaremos, pues, $|V_o| = V_{FE}$ para considerar el caso más desfavorable. La condición que se debe cumplir es entonces,

$$1 - \frac{R_e}{R_e + R_o} \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega R_p C_e)^2}} < \frac{1}{N}$$

De aquí se puede despejar f ($\omega = 2\pi f$),

$$f < \frac{1}{2\pi R_p C_e} \sqrt{\left[\frac{NR_e}{(N-1)(R_e + R_o)} \right]^2 - 1}$$

En el caso que nos ocupa, R_o es mucho menor que R_e (y en concreto, $R_e > NR_o$), de modo que $R_p \approx R_o$, y podemos aproximar

$$f < \frac{1}{2\pi R_o C_e} \sqrt{\frac{N^2}{(N-1)^2} - 1} = \frac{1}{2\pi R_o C_e} \frac{\sqrt{2N-1}}{N-1} \approx \frac{1}{2\pi R_o C_e} \sqrt{\frac{2}{N}}$$

Sustituyendo ahora los datos del enunciado,

$$f < \frac{1}{2\pi \times 50 \times 100 \times 10^{-12} \text{ s}} \sqrt{\frac{2}{120000}} = \frac{10^6 \text{ Hz}}{\pi\sqrt{6}} \approx 130 \text{ kHz}$$

En continua, el efecto de carga hubiese sido inapreciable. Si en cambio se conectara la señal al multímetro mediante un cable coaxial, la capacidad del cable reduciría la impedancia de entrada y la frecuencia máxima sin efecto de carga apreciable disminuiría.

Si para medir tensiones superiores a la capacidad máxima de medida del DMM se emplea el método del divisor de tensión formado por una resistencia externa y R_e , el modelo de la figura 3.12a y (3.23) siguen siendo válidos, pero ahora R_o es la suma de la resistencia interna de la fuente de tensión

y la resistencia añadida para formar el divisor de tensión. La incertidumbre de medida vendrá determinada por las tolerancias de R_o y R_e , y la de esta última puede ser de hasta el 10 %. Si para evitar esta tolerancia se diseña un divisor de tensión con dos resistencias externas, las tolerancias de éstas determinarán la incertidumbre de la atenuación obtenida, que fácilmente será mucho mayor que la incertidumbre instrumental.

Al medir corrientes con un multímetro digital, el efecto de carga es aún más grave porque no sólo aumenta de continua a alterna, sino que cambia de unas a otras escalas. Al medir una corriente continua I_o , la intensidad de la corriente que circula realmente por la resistencia de medida es (figura 3.12b)

$$I_e = I_o \frac{R_o}{R_e + R_o} \quad (3.26)$$

El resto de I_s circula por R_o . Interesa, pues, que R_e sea baja. Pero como el producto $I_{e(max)} \times R_e$ (*voltage burden* en inglés) debe ser constante (e igual a la tensión máxima aceptada por el CAD), el efecto de carga varía según la escala; es menor en las escalas más altas, pero evidentemente en éstas se pierde resolución. Al medir corrientes alternas deben considerarse las capacidades en paralelo con R_e , que reducen la impedancia de entrada, y las inductancias en serie con ambas, que la aumentan. Si para medir corrientes que exceden la capacidad máxima del DMM se emplea el método del divisor de corriente, los comentarios relativos al efecto de la tolerancia de los resistores en la incertidumbre de medida formulados para el divisor de tensión, son válidos también aquí.

Al medir resistencias, la principal fuente de incertidumbre, además de la incertidumbre instrumental, es la resistencia de los hilos de conexión y sus contactos, que puede ser de 0,2 Ω a 0,5 Ω . Esta resistencia se evita mediante un ajuste de cero, o empleando el método de medida con cuatro hilos (figura 3.9), que es prácticamente obligado para instrumentos de más de 5 ½ dígitos. Por otra parte, cuando se vayan a medir fusibles, resistores variables con la temperatura, termistores, dispositivos semiconductores (diodos, LEDs, transistores Darlington), etc., hay que considerar el valor absoluto de la energía suministrada por el multímetro para hacer la medida, porque se puede alterar el dispositivo medido. Algunos modelos tienen dos opciones:

HI para verificar la conducción de diodos y transistores Darlington, y LO para medir resistencias convencionales. Si se mide una resistencia insertada en un circuito, hay que cerciorarse de que no circule corriente por ella y de que la resistencia equivalente en paralelo con la resistencia de interés sea mucho mayor que ésta.

Si se mide una resistencia aplicando la ley de Ohm, la incertidumbre de medida se puede estimar mediante la ley de propagación de la incertidumbre, tal como se muestra en los ejemplos 1.3 y 1.4.

3.5.3 *Rechazo de tensiones de modo serie y de modo común*

Un factor de influencia que puede afectar mucho a la compatibilidad de las medidas efectuadas con un multímetro digital, es su capacidad de rechazar las interferencias electromagnéticas presentes en todo recinto o zona donde haya una instalación eléctrica. El problema suele ser más grave en sistemas de adquisición de datos que en multímetros de banco, pues en el primer caso hay cables más largos, o más cables, o ambas cosas a la vez, que se acoplan entre sí y con la instalación eléctrica y otros equipos. Un indicio claro de interferencia es la ausencia de una lectura estable cuando se está midiendo una magnitud de amplitud constante.

Desde el punto de vista del instrumento, las interferencias pueden producir una tensión de modo serie (o normal), una tensión de modo común, o ambas a la vez. Se denomina *interferencia de modo serie* aquella que produce una tensión indeseada superpuesta (sumada, conectada en serie) a la señal de entrada (figura 3.13a). Puede ser el resultado, por ejemplo, de un acoplamiento inductivo como el indicado en la figura 2.22. Se considera una *interferencia de modo común* aquella que produce una tensión simultánea en ambos bornes de entrada, respecto al punto de referencia (borne de masa) del instrumento (figura 3.13b). Puede ser el resultado, por ejemplo, de un acoplamiento capacitivo como el indicado en la figura 2.21a. Si las impedancias de las conexiones con cada borne de entrada están desequilibradas, las tensiones de modo común producen tensiones de modo serie a la entrada del instrumento, que aumentan la incertidumbre de la medida, y pueden incluso hacerlas incompatibles con las medidas efectuadas en otros entornos más favorables.

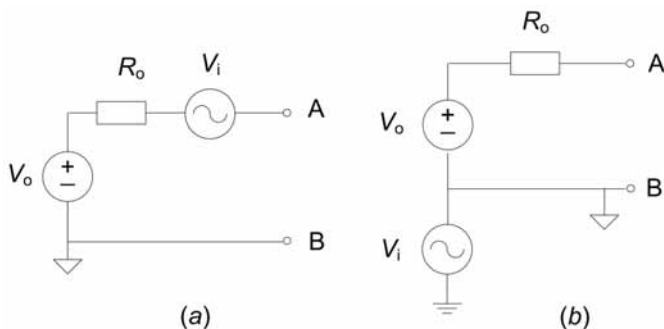


Figura 3.13 Interferencia de modo serie (a) y de modo común (b), al medir una tensión V_o .

Las interferencias de modo serie sólo pueden ser eliminadas si poseen alguna característica que las diferencie de la señal de entrada. En medidas en continua, dicha característica suele ser la frecuencia, pues la principal fuente de interferencia es la red eléctrica de 50 Hz (o 60 Hz). Para evitar que esta fuente influya en los resultados, los multímetros de mano o de banco suelen emplear un convertidor A/D integrador. Para estudiar la acción de este tipo de convertidores, considérese una señal de entrada sinusoidal $v(t) = V_p \sin 2\pi ft$. Integrándola durante un tiempo T , el valor medio obtenido, V_a , es

$$\begin{aligned} V_a &= \frac{V_p}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} \sin 2\pi ft \, dt = \frac{-V_p}{2\pi fT} [\cos 2\pi ft]_{t_0}^{t_0+T} \\ &= \frac{V_p}{2\pi fT} 2 \sin \frac{4\pi ft_0 + 2\pi fT}{2} \sin \frac{2\pi fT}{2} \end{aligned} \quad (3.27)$$

Para obtener V_a máximo, que es el caso más desfavorable, t_0 debe elegirse tal que

$$\sin \frac{4\pi ft_0 + 2\pi fT}{2} = 1 \quad (3.28)$$

Es decir, debe cumplirse

$$\begin{aligned} \frac{4\pi ft_0 + 2\pi fT}{2} &= \frac{\pi}{2} \\ 2\pi ft_0 &= \frac{\pi}{2} - \pi fT \end{aligned} \quad (3.29)$$

El valor medio obtenido es entonces

$$V_a = \frac{V_p}{\pi f T} \sin \pi f T \quad (3.30)$$

En continua ($f = 0$), $V_a = V_p$. La atenuación que experimenta la tensión $v(t)$ en función de su frecuencia, con respecto a la respuesta a frecuencia cero (que es la frecuencia de la tensión—continua—obtenida internamente a partir del mensurando), se denomina *Relación de rechazo en modo serie* (SMRR, *Series Mode Rejection Ratio*) o *Relación de rechazo en modo normal* (NMRR, *Normal Mode Rejection Ratio*), y suele expresarse en decibelios. Para un CAD integrador,

$$\text{SMRR} = 20 \lg \left| \frac{V_p}{\frac{V_p}{\pi f T} \sin \pi f T} \right| = 20 \lg \left| \frac{\pi f T}{\sin \pi f T} \right| \quad (3.31)$$

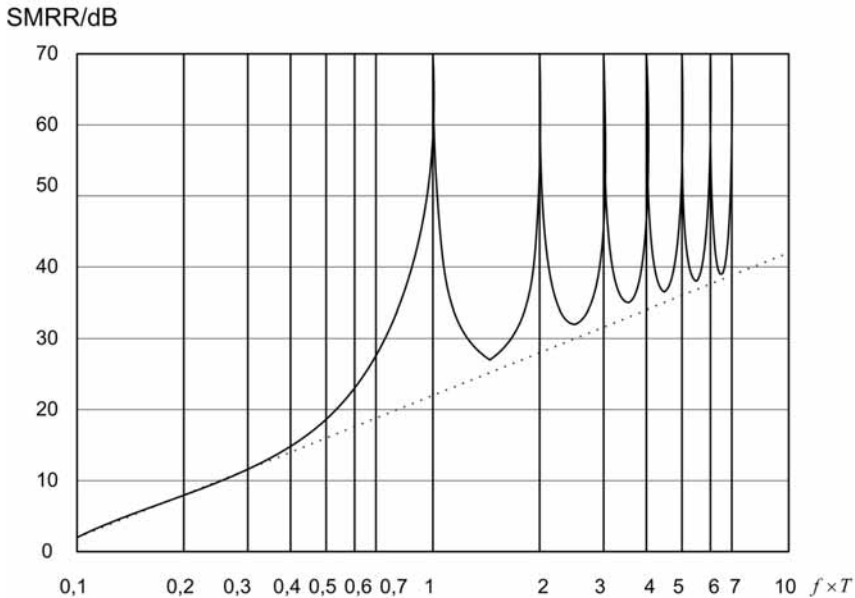


Figura 3.14 Relación de rechazo en modo serie en un convertidor A/D integrador. El rechazo de las frecuencias cuyo periodo sea un múltiplo del periodo de integración es teóricamente perfecto.

La figura 3.14 muestra gráficamente esta atenuación en función de la frecuencia. Cuando fT es un entero, la atenuación es teóricamente infinita. Por ello, en los multímetros digitales se elige un periodo de integración del CAD que sea múltiplo del periodo de la tensión red. La atenuación aumenta con T cualquiera que sea la frecuencia, a costa de tener una medida más lenta. Con independencia de T , la atenuación aumenta con la frecuencia, y ello contribuye a rechazar las componentes de ruido aleatorio de alta frecuencia. El SMRR en multímetros suele ser de 40 dB a 60 dB a la frecuencia de la red eléctrica.

Para estudiar el efecto de las tensiones de modo común en un DMM, considérese la figura 3.15, donde Z_e es la impedancia equivalente de entrada del multímetro, Z_H y Z_L son las impedancias respectivas entre el borne "alto" (HIGH, HI, H) y el borne "bajo" (LOW, LO, L, COM) (común) de entrada y tierra, y R_A y R_B son las resistencias en serie con cada borne. Puede tratarse, por ejemplo, de las resistencias de salida de la fuente de señal junto con la de los bornes de conexión y la de contacto de cada hilo de conexión con sus bornes respectivos. La tensión de modo común es V_c y, para considerar el caso más desfavorable, se modela con un generador de tensión con impedancia de salida nula. Si $R_A/Z_H = R_B/Z_L$, la caída de tensión en Z_e debida a V_c sería nula, de manera que no produciría tensión alguna entre H y L. Pero dicho apareamiento de impedancias difícilmente se produce en la práctica. Los valores usuales de las impedancias del multímetro son: $Z_e = 10\text{ M}\Omega \parallel 75\text{ pF}$, al medir tensiones continuas, $Z_L = 10\text{ G}\Omega \parallel 1\text{ nF}$, y Z_H es mucho mayor que ambas porque mientras el borne común (L, COM) es el de referencia y todos los circuitos internos están conectados a él, el borne alto (H) es un simple punto, de modo que su capacidad parásita a tierra será mucho menor. Dado que $R_A, R_B \ll Z_e$, la caída de tensión aproximada en R_B es

$$V_e \approx \frac{V_c}{Z_L} R_B \quad (3.32)$$

V_e queda luego atenuada por el SMRR en función de su frecuencia. La tensión resultante a la entrada del DMM depende, pues, de R_B y Z_L , y se evalúa con la denominada *Relación de rechazo en modo común* (CMRR, *Common Mode Rejection Ratio*). El CMRR es la relación entre la tensión aplicada en modo común (es decir, aplicada entre un punto de referencia—tierra en este

caso—) y los bornes de entrada conectados juntos mediante un circuito especificado) y la tensión que se necesita entre los bornes de entrada para producir el mismo valor de salida. Suele expresarse también en decibelios

$$\text{CMRR}(f) = 20 \lg \frac{|V_c(f)|}{|V_e(f)|} \approx 20 \lg \frac{|Z_L(f)|}{R_B} \quad (3.33)$$

Dado que el CMRR depende de R_B , normalmente se especifica para $R_B = 1 \text{ k}\Omega$. Si se emplea $R_B = 100 \Omega$ o 10Ω , el CMRR es, aparentemente, 20 dB o 40 dB mayor, respectivamente.

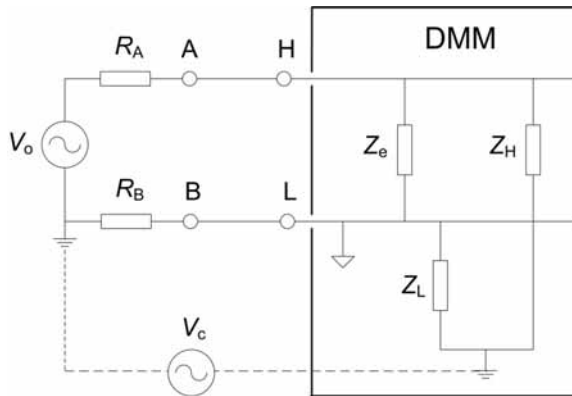


Figura 3.15 Circuito equivalente para analizar el efecto de una tensión de modo común V_c en un DMM. Si los divisores de tensión formados respectivamente por R_A y Z_H , y R_B y Z_L no están apareados, V_c produce una tensión interferente entre los bornes H y L.

En alterna, la impedancia Z_L es menor que en continua, pues hay que considerar una capacidad parásita frente a una resistencia de aislamiento. Por ello se suele especificar un CMRR para continua y otro a la frecuencia de la red eléctrica, que será inferior. Por esta misma razón, el CMRR aumenta mucho al alimentar el DMM a baterías (Z_L es mayor al no haber circuitos conectados a la red eléctrica, ni siquiera un transformador de alimentación).

Cuando se mide tensión continua, el rechazo final de la tensión de modo común vendrá dado por el producto de dos funciones de transferencia (las dos atenuaciones consecutivas), y por lo tanto por la suma del CMRR y

el SMRR, a la frecuencia considerada, ambos expresados en decibelios. Dicha suma se denomina *CMRR efectivo*,

$$\{CMRR_e(f)\}_{dB} = \{CMRR(f)\}_{dB} + \{SMRR(f)\}_{dB} \quad (3.34)$$

Cuando se mide tensión alterna, el SMRR es nulo, cualquiera que sea la frecuencia de la interferencia (porque es convertida en una tensión continua antes de ser aplicada al CAD), de modo que la tensión de modo común queda atenuada sólo por el CMRR a la frecuencia de la interferencia. Para reducir las interferencias que aparecen en modo serie con el circuito de medida se pueden trenzar los cables, o usar un cable coaxial (cuya área efectiva entre malla y vivo es pequeña).

En los multímetros de gama alta con entrada diferencial, hay tres bornes de entrada (H, L y COM), además del borne de tierra (figura 3.16). Las tensiones se aplican entre H y L, y el borne COM, denominado a veces terminal de guarda, se conecta al punto de referencia del circuito donde se mide. La impedancia entre cada uno de los bornes de entrada (H y L) y el borne común (COM), son muy altas y similares, y esto confiere al instrumento un CMRR muy alto. La tensión entre la toma de tierra de la señal y la del instrumento no debe superar la tensión máxima de aislamiento del DMM. En el Cuadro 3.4 se resumen los distintos tipos de circuitos de entrada para instrumentos que miden tensiones, sean o no multímetros digitales.

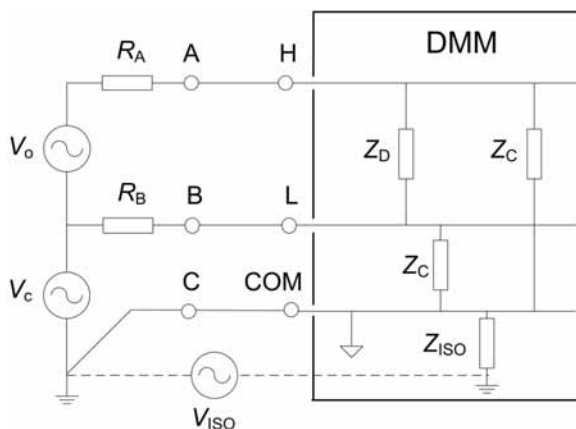


Figura 3.16 Circuito equivalente al conectar una tensión a un DMM con entrada diferencial.

Cuadro 3.1 Polímetros analógicos

Los polímetros analógicos utilizan el movimiento de una aguja impulsada por un galvanómetro para medir el valor medio de la señal. Su núcleo es este galvanómetro: una corriente eléctrica que circula por un conductor crea un campo magnético a su alrededor; si el conductor está dentro de un campo magnético, creado por ejemplo por un imán permanente, la interacción entre los dos campos magnéticos produce una fuerza sobre el conductor. Para utilizar este efecto, el conductor se devana sobre un soporte suspendido de forma que pueda girar libremente alrededor de su eje y se le sujeta una aguja que se desplaza sobre una escala con marcas grabadas (figura C3.1). Con una construcción adecuada, el ángulo girado es proporcional a la corriente que circula por el conductor. Un resorte devuelve la aguja a su posición de reposo cuando cesa la corriente.

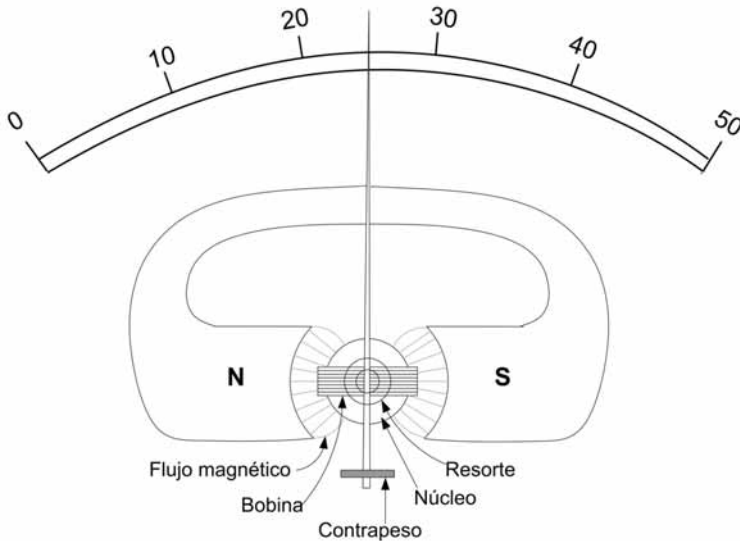


Figura C3.1 Fundamento de un galvanómetro de bobina móvil.

La magnitud básica medida por los polímetros analógicos es la corriente continua, aunque su resistencia equivalente es alta: del orden de decenas de kilohms. Esta resistencia se debe a que la bobina tiene muchas espiras, para experimentar una fuerza mayor, y entonces, para reducir su momento de inercia, se emplea hilo fino de cobre. El giro a fondo de escala se logra con corrientes del orden de $100 \mu\text{A}$. Si el sentido de la corriente aplicada no es el correcto, el galvanómetro puede sufrir daños graves.

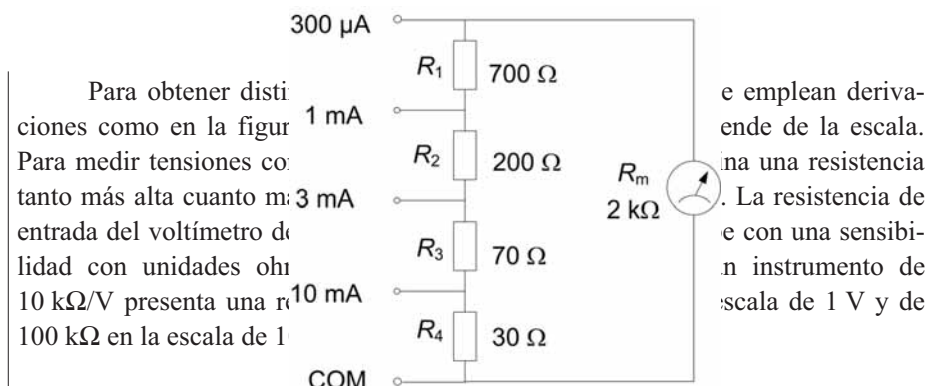


Figura C3.2 Derivaciones para tener distintas escalas de medida de corriente con un galvanómetro.

Para medir resistencias hace falta una fuente, normalmente una pila incorporada en el instrumento y con una resistencia conectada en serie, que sea ajustable para compensar su envejecimiento. La resistencia que se desea medir se conecta en serie con dicha pila y la bobina móvil, o en paralelo con la pila y con la bobina. Para tener distintas escalas se toma la tensión de un divisor de tensión resistivo conectado en bornes de la pila.

Para medir magnitudes alternas hay que convertirlas en continuas pues de lo contrario la aguja fluctúa al compás de las variaciones de la entrada cuando es lenta, o indica su valor medio si es de alta frecuencia. El convertidor es un rectificador de onda completa, cuya salida se conecta a la bobina móvil. La indicación se escala por 1,11 para que corresponda al valor eficaz de una onda sinusoidal pura. Para tener distintas escalas de corriente se utiliza a la entrada un transformador de corriente a cuya salida se conecta el rectificador. Para tener distintas escalas de tensión alterna se conecta un divisor de tensión resistivo en serie con dicho transformador.

Cuadro 3.2 Vatímetros industriales

Los vatímetros son instrumentos que miden la potencia, que se define como la energía transmitida en una interfaz o absorbida por una carga en la unidad de tiempo. Los vatímetros industriales tienen un ancho de banda que va desde la frecuencia de red hasta frecuencias de 1 MHz. Hay modelos que miden, además de potencia, tensión y corriente alternas, factor de potencia y ángulo de fase, y sirven para medir, además de potencia, pérdidas en transformadores y rendimiento de fuentes de alimentación.

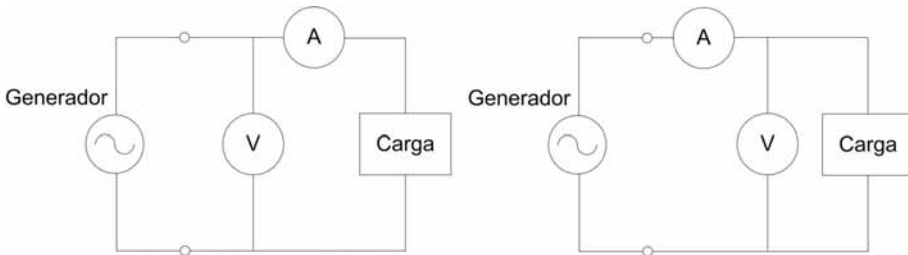


Figura C3.3 Disposiciones alternativas para medir potencia.

Para medir potencia se mide simultáneamente la tensión y la corriente, empleando una de las disposiciones de la figura C3.3. Con la disposición de la izquierda, el voltímetro mide la suma de la caída de tensión en la carga y en el amperímetro. Con la disposición de la derecha, el amperímetro mide también la corriente a través del voltímetro. En ambos casos se disipa potencia en los dos instrumentos, que se debe compensar internamente para tener una indicación correcta. Cuando la corriente se mide sin abrir el circuito se habla de *pinzas vatimétricas*.

La principal diferencia entre los distintos tipos de vatímetros está en si multiplican la tensión y la corriente de forma analógica o digital. Si se midiera cada una de estas magnitudes por separado y se multiplicaran las indicaciones, el resultado sólo sería correcto si el desfase entre tensión y corriente fuera nulo. En el caso general, figura C3.4a,

$$v(t) = V_{\max} \cos \omega t = V_{\max} \cos 2\pi f t = V_{\max} \cos \frac{2\pi}{T} t \quad (\text{C3.1})$$

$$i(t) = I_{\max} \cos \omega(t - \tau) = I_{\max} \cos(\omega t - \varphi) \quad (\text{C3.2})$$

hay un *desfase*, $\omega\tau = \varphi$, que se considera positivo cuando es un retardo. La *potencia instantánea* es entonces,

$$p(t) = v(t) \times i(t) = \frac{V_{\max} I_{\max}}{2} [\cos \varphi + \cos(2\omega t - \varphi)] = VI [\cos \varphi + \cos(2\omega t - \varphi)] \quad (C3.3)$$

e incluye un primer término, constante, que es la *potencia media*, *potencia real* o *potencia útil* (P), y un segundo término, denominado *potencia fluctuante*, que varía con una frecuencia doble de la frecuencia de la tensión y la corriente. V e I son los respectivos valores eficaces, $V = V_{\max}/\sqrt{2}$, $I = I_{\max}/\sqrt{2}$.

La potencia media se puede obtener también a partir de su definición — (2.14)— y se puede expresar como el producto escalar de dos fasores (figura C3.4b),

$$P = VI \cos \varphi = \vec{V} \cdot \vec{I} = VI_a \quad (C3.4)$$

donde I_a es denominada *corriente activa*, y es uno de los dos vectores que resultan al descomponer I . El otro vector es la *corriente reactiva*, I_r . Para una carga resistiva pura, $I_r = 0$ y $\cos \varphi = 1$. Para una carga reactiva pura, $I_a = 0$ y $\cos \varphi = 0$. La potencia asociada a la corriente reactiva es

$$Q = VI \sin \varphi = VI_r \quad (C3.5)$$

Se denomina *potencia reactiva* y se mide con un *vármetro*. La potencia aparente (2.13) se puede expresar como

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2} \quad (C3.6)$$

y se mide en volt-amperes con un *voltamperímetro*. Para una tensión y corriente sinusoidales,

$$\cos \varphi = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}} = \frac{P}{S} \quad (C3.7)$$

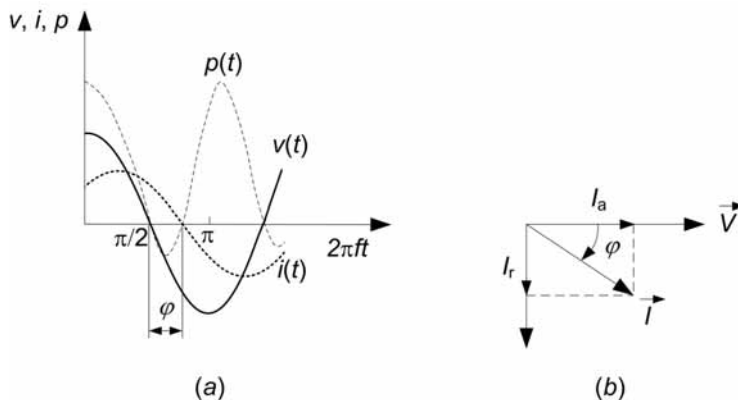


Figura C3.4 Desfase entre tensión y corriente. (a) Representación temporal. (b) Representación fasorial.

Si no son sinusoidales, el cociente $\lambda = P/S$ se denomina *factor de potencia*. Cuando hay varias cargas en paralelo, sus potencias activas se suman y sus potencias reactivas también, pero en cambio no hay ninguna regla simple entre $\cos \varphi$ de cada carga y el del conjunto.

Las instalaciones deben estar dimensionadas para la corriente total I , no sólo para I_a . Por esta razón, cuando se excede un determinado factor de potencia la facturación tiene en cuenta la energía total suministrada: activa y reactiva. Para evitar que Q exceda los límites establecidos y repercuta en la facturación, se puede compensar poniendo cargas, normalmente capacitivas, que introduzcan en la corriente un desfase opuesto al que se observa en la instalación en su ausencia.

En la selección de un vatímetro hay que considerar: su capacidad máxima (de miliwatts a kilowatts); su ancho de banda, que debe acoger todos los armónicos de interés; el factor de cresta permitido para las tensiones y para las corrientes (si no es suficiente, se puede elegir para la magnitud correspondiente una escala menos sensible); el factor de potencia permitido; y las protecciones incorporadas para resistir las sobrecargas.

Cuadro 3.3 Vatímetros de RF

La transmisión de cualquier señal mediante ondas (electromagnéticas o mecánicas—sonido) implica una transferencia de energía. La intensidad de la onda queda caracterizada por la energía que transfiere en la unidad de tiempo, es decir, por su potencia. La tensión y la corriente asociadas a la onda electromagnética, en cambio, dependen además de las propiedades físicas del medio y del punto donde se mida.

La potencia en una interfaz RF debe ser suficiente para que la información no quede enmascarada por el ruido, pero no tan grande que conlleve distorsiones no lineales y un calentamiento excesivo, debido a la energía disipada, que puede degradar los componentes o exigir un diseño sobredimensionado (y más caro) para evitar dicha degradación. Si la tensión y la corriente son sinusoidales se puede definir la potencia instantánea mediante (C3.3), pero en comunicaciones se emplean señales moduladas cuyas formas son más complejas, y en particular con factores de cresta muy altos (3,5 a 18 en CDMA, por ejemplo). La *potencia media* (P_{avg}) se define como el valor medio de la potencia durante un periodo de la señal moduladora, que es la de menor frecuencia. Normalmente se calcula promediando la potencia medida durante un número determinado de ciclos de la moduladora. La *potencia de la envolvente*, $P_e(t)$, es la potencia medida durante un periodo de la portadora, que es la señal de frecuencia más alta. $P_e(t)$ varía de acuerdo con la frecuencia de la modulación. La *potencia de pico de la envolvente* (PEP, *Peak Envelope Power*) es la máxima potencia de la envolvente. Se calcula empleando un tiempo de promediado mucho más breve que el recíproco de la máxima frecuencia presente. La *potencia de pulso* (P_p , *pulse power*) es el cociente entre la potencia media y el ciclo de trabajo (duración del pulso dividida por su periodo de repetición, t_p/T). P_p es un parámetro útil porque, cuando el ciclo de trabajo es pequeño, la potencia media de pulsos modulados es baja, y en cambio la potencia del pulso puede ser suficiente para producir saturaciones y otras no linealidades.

El rango de potencias que hay que medir en sistemas RF es muy grande. Por ello el resultado de la medida no se expresa como potencia sino como relación respecto a una potencia de referencia arbitraria, P_0 , normalmente 1 mW. La frecuencia medida alcanza hasta 100 GHz.

Para medir la potencia de señales de RF hay dos técnicas básicas: una basada en un sensor de temperatura y otra basada en un diodo rectificador. El fundamento del método térmico es la conversión de energía eléctrica en calor cuando la energía RF es absorbida por la sonda. El resultado es un aumento de temperatura en la sonda, que es detectado por un sensor, que constituye el propio elemento que absorbe la energía incidente. El sensor más común es una *termopila* formada por la conexión

en serie de varios termopares. Un *termopar* es la unión de dos conductores distintos; si se conectan dos uniones formando un circuito, circula por él una corriente que es proporcional a la diferencia de temperatura entre las dos uniones; si se abre el circuito, aparece una fuerza termoelectromotriz que depende sólo de los conductores y de la diferencia de temperatura entre las uniones, no de las temperaturas en otros puntos de los conductores. En vatímetros RF se emplean termopares formados por un semiconductor dopado (para que sea más conductor), en contacto con terminales metálicos. La termopila se forma conectando los termopares de tal forma que la primera unión de cada par quede expuesta a la radiación y la segunda no. Se conecta también una resistencia de $50\ \Omega$ adaptada a una línea de transmisión RF, de modo que se puede sustituir la carga por el vatímetro. Dado que la radiación absorbida calienta la unión con independencia de la forma de onda, es decir, del tipo de modulación, estas sondas son ideales para medir potencia media. Su capacidad mínima de medida es alta y su campo de medida (margen dinámico) es de sólo 50 dB ($1\ \mu\text{W}$ a $100\ \text{mW}$). Otros sensores de temperatura, como los termistores NTC, han caído en desuso y se emplean sólo en calibración.

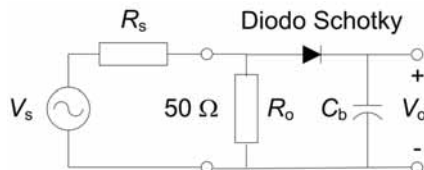


Figura C3.5 Circuito equivalente al medir potencia RF mediante una sonda basada en un diodo.

En las sondas basadas en un diodo (figura C3.5), éste, que se elige con una tensión umbral de conducción muy baja, rectifica la tensión RF en bornes de la sonda, que presenta una impedancia de entrada de $50\ \Omega$. La tensión continua obtenida puede ser de sólo 50 nV, y por ello se amplifica, primero en la propia sonda y después en el instrumento de lectura. Su respuesta es más rápida que la de las sondas térmicas, pues no hay que esperar al calentamiento de la masa de la sonda, de modo que son adecuadas para medir $P_c(t)$ y PEP. Su capacidad mínima de medida ($100\ \text{pW}$) es inferior a la de las sondas térmicas y su margen dinámico es de hasta 90 dB. Las *voltímetros de RF*, también denominados *milivoltímetros de RF*, emplean el mismo principio de medida, pero para tener una alta impedancia de entrada, como procede al medir tensiones, la resistencia es de $1\ \text{k}\Omega$ en vez de $50\ \Omega$.

Para evitar los efectos derivados de las diferencias entre distintas sondas, los vatímetros de RF emplean el método de medida por sustitución: incluyen un oscilador RF cuya potencia de salida está controlada y es conocida; primero se mide la potencia de este oscilador con la sonda y se ajusta el indicador para que su lectura sea la potencia de referencia, y luego se mide la radiación incidente desconocida. Este método no evita los efectos que produzca la sonda en el circuito donde se inserta.

Cuadro 3.4 Tipos de circuitos de entrada

De forma análoga a los circuitos de salida (Cuadro 2.6), los circuitos de entrada de los instrumentos de medida se pueden clasificar según sean asimétricos (*single ended*) o diferenciales, y en ambos casos pueden ser flotantes o conectados a tierra (*tierra de medida*, conectada a la tierra de protección). Cuando la entrada es flotante, la impedancia entre el borne común de entrada y tierra es grande pero finita. Se tienen así las posibilidades de la figura C3.6. En la entrada asimétrica flotante, también denominada pseudo-diferencial, $Z_H \gg Z_L$. Las entradas diferenciales se suelen diseñar equilibradas, es decir, la impedancia entre el borne H y el punto de referencia es similar a la que hay entre el borne L y el punto de referencia. Los circuitos con entrada flotante (b) y (d) pueden tener un borne de conexión a tierra accesible.

La mayor parte de los osciloscopios conectados a la red eléctrica tienen entrada eléctrica conectada a tierra. La mayor parte de los multímetros digitales y todos los multímetros y osciloscopios portátiles, cuando se alimentan con una batería, tienen entrada asimétrica flotante. Las sondas de tensión diferenciales para osciloscopios conectados a la red eléctrica tienen entrada diferencial conectada a tierra. Algunos multímetros digitales de gama alta y las sondas de tensión diferenciales conectadas a osciloscopios alimentados con baterías, tienen entrada diferencial flotante.

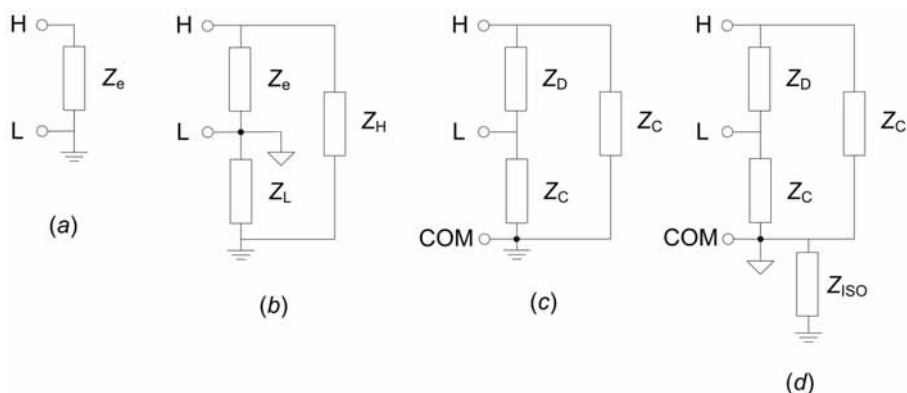


Figura C3.6 Tipos de circuitos de entrada: (a) asimétrica conectada a tierra; (b) asimétrica flotante o pseudo-diferencial; (c) diferencial conectada a tierra; y (d) diferencial flotante. Estas definiciones difieren bastante de las de UNE 21302-300:2004.

4. Generadores y sintetizadores de señal

Las medidas con instrumentos electrónicos necesitan a veces instrumentos que ofrezcan señales de alimentación o de prueba. Estos instrumentos se denominan *medidas materializadas* (*material measures*). La gama de equipos disponibles para generar señales es muy extensa y con escasa normalización. En este capítulo se describen los principios de funcionamiento de los generadores de señal más simples y frecuentes, para obtener una visión panorámica de sus posibilidades. En este caso, como en ningún otro, hay que acudir a los catálogos de los fabricantes y a los manuales de los instrumentos para conocer la amplia oferta disponible y sus detalles.

4.1 *Función y tipos de generadores de señal*

Se denomina *generador de señal* (para uso en medida) a toda fuente de señal electrónica cuyas características (forma de onda, frecuencia, tensión, etc.) se pueden establecer a valores fijos o se pueden controlar dentro de unos límites especificados. Un generador no mide ninguna magnitud, aunque pueda indicar alguno de los parámetros de la señal entregada a su salida. Los generadores se utilizan habitualmente en pruebas, ensayos y tareas de mantenimiento. También son necesarios durante el desarrollo de circuitos electrónicos para verificar su funcionamiento y para alimentar algunos *actuadores* (*accionamientos*) que son dispositivos que convierten una señal eléctrica en una señal distinta (eléctrica o de otra forma física).

Los generadores se utilizan, por ejemplo, para: obtener la respuesta en frecuencia o temporal de amplificadores, analizar su linealidad, caracterizar y sintonizar filtros, estudiar la sintonía de receptores, caracterizar materiales y componentes a distintas frecuencias, y para probar sistemas digitales.

El esquema de bloques elemental de un generador de señal consta de: un oscilador o generador propiamente dicho, con posibilidad de seleccionar su frecuencia de trabajo; una etapa que determina la forma de onda de la señal; y una etapa de salida donde se ajustan la amplitud y el nivel de continua de la señal entregada. De acuerdo con esto, dos criterios básicos para

clasificar los generadores de señal son su campo de frecuencias y las formas de onda que permiten obtener.

Según las frecuencias generadas, los términos empleados para designar los generadores no se refieren a la denominación de la banda de frecuencias sino a la técnica empleada para generar la señal. Por ejemplo, un *generador de audiofrecuencia* (AF) alcanza normalmente frecuencias más allá de las de audio (20 Hz a 20 kHz), empleando técnicas iguales o similares a las de audio. Los principales grupos son: *generadores de audiofrecuencia* (AF): desde menos de 0,01 Hz hasta 1 MHz o 10 MHz; *generadores de radiofrecuencia* (RF): desde una frecuencia mínima de 1 kHz a 10 kHz hasta una frecuencia máxima de 520 kHz a 4 GHz; y *generadores de señales de microondas*: desde 10 MHz hasta 50 GHz (no en un único instrumento).

Según la forma de onda de la salida se habla de: *generadores de funciones* (triangular, cuadrada, senoide); *generadores de señales* (senoide con modulación), *osciladores* (senoide con amplitud y/o frecuencia fijas) y *generadores de barrido* (modulación FM lenta y cíclica); *generadores de pulsos* (pulsos, señal cuadrada); *generadores de ruido* (señales eléctricas aleatorias); *generadores de palabras digitales y datos*; *generadores de miras* (señales de TV desde 32 MHz hasta 900 MHz); *generadores de ondas con forma arbitraria*; etc.

El método de generación también permite distinguir unos generadores de otros. Los generadores más simples se basan en osciladores de frecuencia variable, pero cada vez hay más modelos basados en la síntesis de frecuencias y en la generación digital de ondas con formas arbitrarias.

4.2 *Generadores de funciones*

Se designan como generadores de "funciones" aquellos equipos que producen señales que pueden describirse mediante fórmulas matemáticas simples ("funciones"). En ellos se busca más la versatilidad que la exactitud, y ofrecen una distorsión armónica total (THD) típica de un 0,25 % para una señal sinusoidal. Es decir, la energía de todas las componentes armónicas es inferior al 0,25 % de la energía de la componente fundamental (ecuación 3.17).

Las formas de onda ofrecidas son: la triangular, que se emplea para medidas de nivel de disparo, estudios de linealidad, etc.; la cuadrada, que se

aplica, entre otras, al análisis de la respuesta transitoria; y la sinusoidal, que permite obtener la respuesta en frecuencia de componentes, circuitos y sistemas.

La figura 4.1 muestra el esquema de bloques funcional de un generador de funciones que tenga capacidad de modulación interna, mediante un generador de control incorporado en el propio instrumento. Los generadores de funciones más simples (figura 4.2) sólo tienen el generador principal pero incluyen entradas para modular su salida mediante señales externas. En los generadores que incorporan un generador de modulación interno, si la señal moduladora está disponible para el usuario (en un conector o borne de salida adicional), se tiene una salida con frecuencia inferior a la del generador principal. Hay circuitos integrados que generan las tres señales citadas (ICL8038, ML2035), pero su campo de frecuencias es reducido y su distorsión armónica es excesiva para las necesidades de muchos instrumentos comerciales.

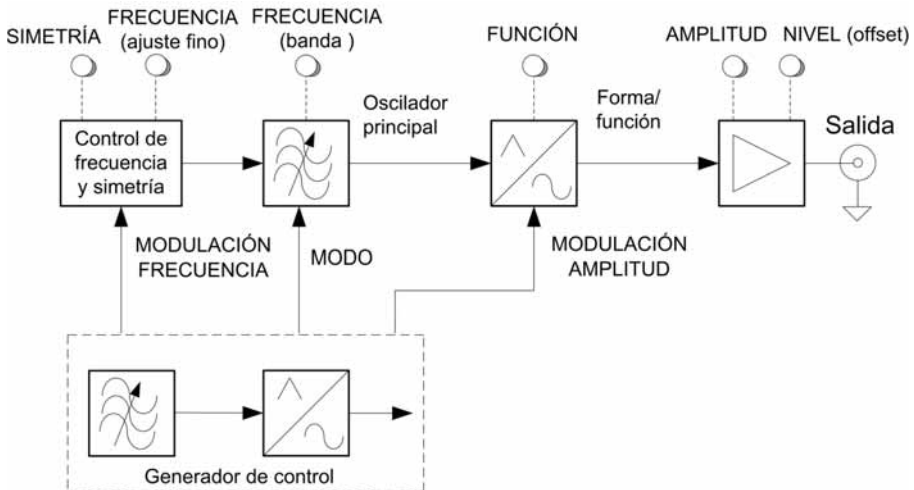


Figura 4.1 Esquema de bloques funcional de un generador de funciones de gama media que incorpora un generador que modula la salida principal. La tensión de salida es flotante respecto a la masa del instrumento.

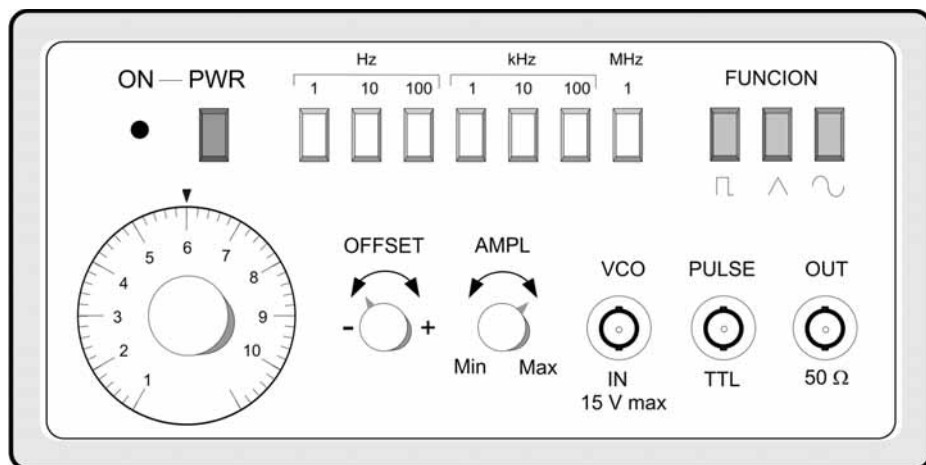


Figura 4.2 Panel frontal de un generador de funciones simple con conectores de tipo BNC.

El oscilador principal produce las señales triangular y cuadrada. Consiste en un bucle de retroalimentación no lineal que consta de un integrador y un comparador con histéresis, que compara la tensión de salida del integrador con una tensión continua de referencia, interna (figura 4.3). El esquema de bloques funcional completo, incluidos los controles de frecuencia y simetría, se muestra en la figura 4.4. La frecuencia de la señal triangular depende de la intensidad I de la corriente de carga y descarga de un condensador C , de la capacidad de éste, y de la amplitud de la señal cuadrada. Dado que esta última es fija, la banda de frecuencia (década) se selecciona mediante C , y el ajuste continuo de la frecuencia dentro de una banda se hace mediante I . Con el control MODO se puede elegir el número de ciclos de señal entregados a la salida.

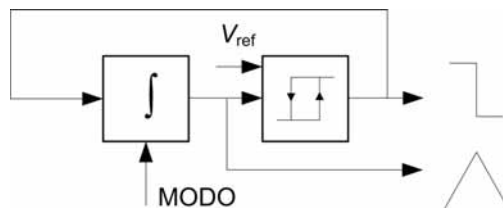


Figura 4.3 Oscilador para generar una señal triangular y una señal cuadrada.

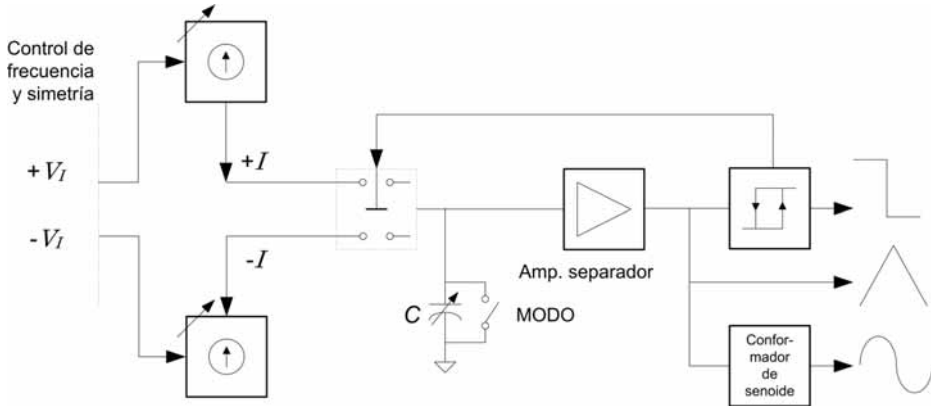


Figura 4.4 Esquema de bloques funcional del oscilador principal de un generador de funciones. A partir de la señal triangular se generan la cuadrada y la sinusoidal.

El campo de frecuencias habitual es de 0,1 Hz hasta 10 MHz, pero hay modelos que abarcan desde 0,03 mHz hasta 50 MHz. La incertidumbre de la frecuencia indicada por el selector (analógico) de frecuencia del generador suele ser alta ($\pm 5\%$), pero conectando un frecuencímetro digital en paralelo (incorporado en algunos modelos) se tiene una incertidumbre mucho menor.

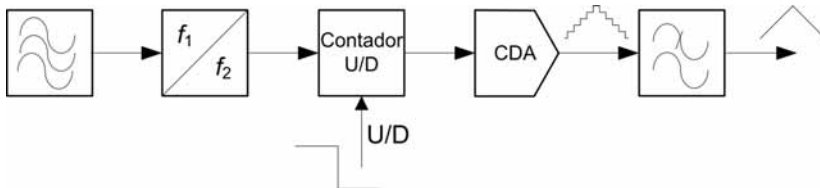


Figura 4.5 Un integrador para frecuencias muy bajas se basa en un contador digital que cuenta una señal de muy baja frecuencia obtenida dividiendo una frecuencia más alta proporcionada por un oscilador.

Si para frecuencias muy bajas se empleara un integrador basado en un condensador, la resistencia de fugas del propio condensador tendría menos impedancia que éste. Por esta razón, para generar señales de muy baja frecuencia se emplea un oscilador principal distinto, basado en un contador digital (figura 4.5). La señal de contar/descontar (U/D, *up/down*) es una señal cuadrada que procede de un comparador con histéresis como el de la figura 4.3. Con este sistema, dado que la relación de división de frecuencias $f_1:f_2$ puede ser muy alta, la frecuencia de salida puede ser muy baja.

El MODO de funcionamiento (figura 4.6) se refiere a la cadencia de la salida: continua (*free-running*), previo disparo (*triggered*), en salva (*burst*, *gated*), etc. Algunos generadores permiten iniciar y acabar la oscilación en un punto o fase determinada de la forma de onda (*start/stop*). Para obtener estos distintos modos de funcionamiento, cuando no se desea una salida continua se cortocircuita el condensador del integrador (figura 4.4). Cuando se aplica una tensión de control suficiente, se suprime el cortocircuito, que se instala de nuevo siempre que la señal triangular haya alcanzado el nivel de final de ciclo y la entrada de control descienda por debajo del umbral elegido (modo *burst*), o bien se haya completado un único ciclo (modo *trigger*).

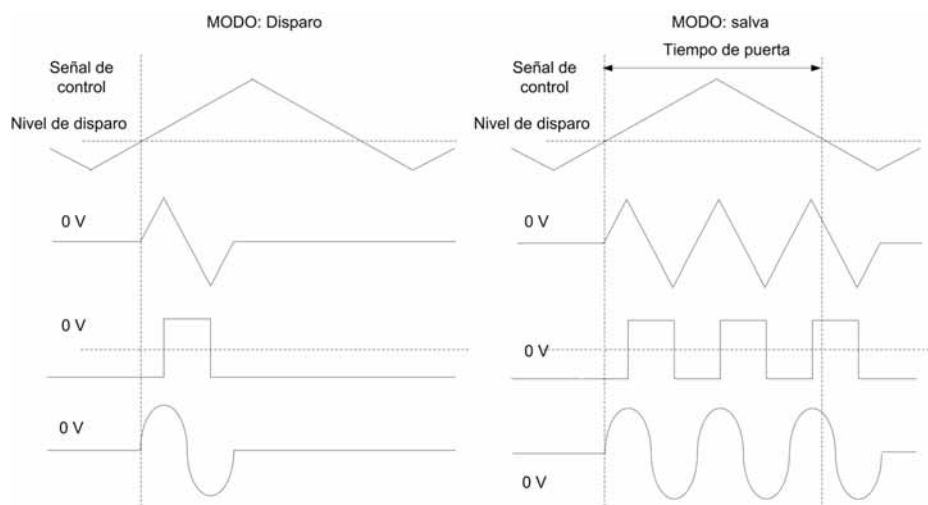


Figura 4.6 Salidas de un generador de funciones en modo disparo (*trigger*) y salva (*gated*). Los ciclos iniciados en modo salva siempre se completan aunque la señal de control de MODO haya descendido por debajo del nivel de disparo.

La salida sinusoidal se obtiene mediante un circuito analógico no lineal basado en diodos o transistores apareados, a cuya entrada se aplica la señal triangular. La pendiente de ésta queda modificada por las sucesivas etapas, hasta obtener una forma sinusoidal aproximada. Para obtener una senoide con distorsión inferior a la obtenida mediante conformación analógica hay que emplear un generador de señales basado en un oscilador de puente de Wien o LC, o en un sintetizador de frecuencia (apartado 4.4).

Además de las tres FORMAS DE ONDA habituales, es frecuente que los generadores de funciones tengan una salida de pulsos TTL y, a veces, una salida en rampa, coseno u otras desfasadas 90° respecto a las principales.

Para generar señales TTL se emplea la señal triangular para acortar, mediante una puerta AND de tecnología TTL, la duración de la señal cuadrada. Si por ejemplo se elige como umbral para el nivel lógico “1” el 30 % del valor de pico de la triangular, el pulso TTL dura un 15 % del periodo de la triangular. Como el flanco de subida del pulso coincide con el flanco de subida de la señal cuadrada de la salida principal, la señal TTL se puede usar para sincronizar otros equipos (salida SYNC). Si internamente se conectan varias puertas AND en paralelo, la salida TTL tiene más corriente (menor resistencia interna) y se pueden atacar cargas de $50\ \Omega$.

A la salida de la etapa donde se determina la forma de onda está, en su caso, el modulador de amplitud (AM), que puede basarse en una señal interna (del generador de control) o externa. El *factor de modulación de amplitud* se define como la relación entre la mitad de la diferencia de las amplitudes máxima y mínima y el valor medio de la amplitud.

Los controles de FRECUENCIA y SIMETRÍA permiten ajustar, respectivamente, la frecuencia de la salida dentro de una banda y la duración de sus semiciclos positivo y negativo, sin cambiar la frecuencia (figura 4.7). Si se define el *ciclo de trabajo* α (*duty cycle*) como el cociente entre la duración de semiciclo positivo y la duración total del ciclo, la relación entre las duraciones respectivas de los semiciclos positivo y negativo es $\alpha/(1 - \alpha)$. Reduciendo el semiciclo negativo, por ejemplo, se puede obtener una señal en rampa a partir de una triangular. Ambos controles se basan en modificar la tensión que regula las fuentes de corriente que cargan y descargan el integrador en la figura 4.4. La figura 4.8 muestra un esquema de bloques funcional para esta etapa.

La selección de la frecuencia de la salida se puede hacer mediante un potenciómetro (ajuste fino o dial del instrumento), o bien puede hacerse variable y cubrir todo un campo. La tensión para controlar esta variación puede ser interna o externa (entrada VCO, *Voltage Controlled Oscillator*, o VCF, *Voltage Controlled Frequency*).

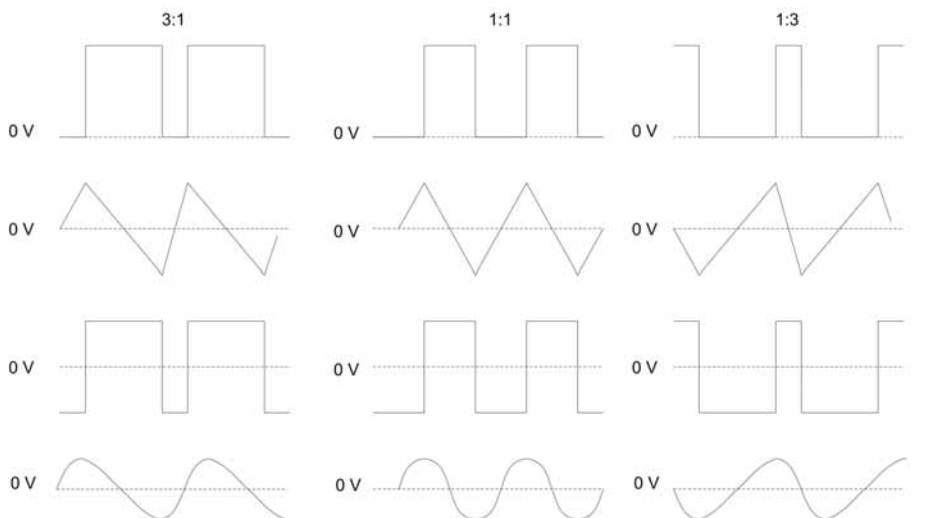


Figura 4.7 Acción del control de simetría (señal superior) en las tres señales de salida de un generador de funciones. Los valores $n:m$ corresponden a las duraciones relativas respectivas de los semiciclos positivo y negativo.

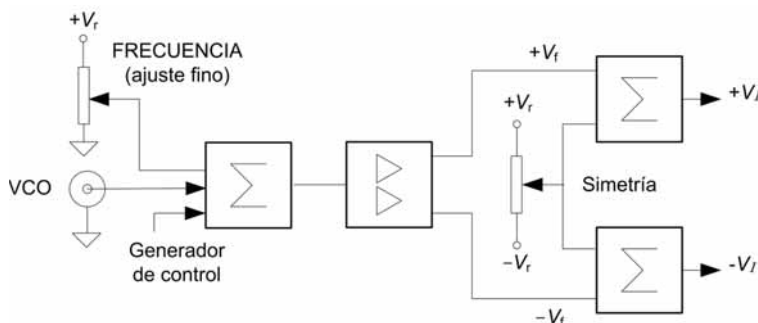


Figura 4.8 Esquema de la etapa de control de frecuencia y simetría de un generador de funciones. Las señales de salida se convierten en las entradas de control en la figura 4.4.

Para hacer un barrido de frecuencias interno (*sweep*), el generador de control da una señal en diente de sierra que es la que controla la frecuencia del oscilador principal. El barrido puede ser lineal o logarítmico. En el barrido lineal se emplea el mismo tiempo en cada frecuencia, mientras que en el barrido logarítmico se emplea el mismo tiempo en cada década, de manera que se dedica más tiempo a las frecuencias más bajas del barrido.

Cuando se aplica una tensión externa a la entrada VCO (o VCF), es esta tensión, junto con el dial, la que determina la frecuencia de la salida. Si la

señal aplicada es una rampa, se hace un barrido de frecuencia, que puede cubrir desde 10:1 hasta 1000:1.

La etapa de salida del generador de funciones (figura 4.1) determina la amplitud de la señal y su nivel de continua (OFFSET). La amplitud mínima de la salida es importante porque da una idea de la amplitud del ruido presente en la señal. La tensión máxima y mínima de la salida están limitadas (normalmente a ± 10 V), de modo que al sumar o restar un nivel de continua queda restringida la amplitud de la componente alterna de salida. Si por ejemplo se añade un offset de 4 V, el valor de pico de la señal alterna debe ser inferior a 6 V. La etapa de salida suele estar protegida contra cortocircuitos y contra la aplicación de tensiones externas. El terminal bajo de la salida suele ser flotante respecto a tierra. El circuito equivalente de salida y el efecto del nivel de continua se muestran en la figura 4.9.

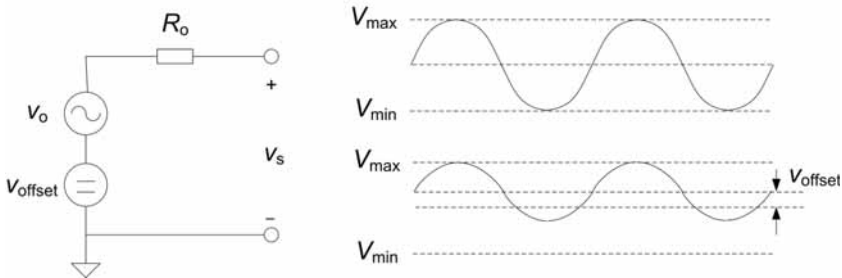


Figura 4.9 Circuito equivalente de salida de un generador de funciones. El nivel de continua limita la máxima amplitud de la señal alterna porque los niveles $V_{m\acute{a}x}$ y $V_{m\acute{i}n}$ son fijos.

La impedancia equivalente de salida (o impedancia de fuente, interna) es uno de los parámetros más importantes de los generadores y debe ser adecuada a los circuitos donde se va a aplicar la señal. Para trabajar con señales cuadradas y pulsos, por ejemplo, suele ser necesario que dicha impedancia sea de $50\ \Omega$, que es la impedancia característica de muchas líneas de transmisión. En sistemas de audio, en cambio, la impedancia típica es $600\ \Omega$. Cuanto menor sea la impedancia interna, más potencia debe tener el amplificador de salida para poder soportar un cortocircuito, puesto que la corriente de cortocircuito será más elevada.

4.3 Generadores de pulsos

Los *generadores de pulsos* ofrecen pulsos o trenes de pulsos de tensión o de corriente (para transformadores de pulsos y otros circuitos magnéticos), no como salida secundaria como ofrecen otros generadores, sino como salida fundamental, y a veces única.

Un *pulso* es una señal que pasa de un nivel inicial a otro final en un intervalo finito de tiempo y luego retorna al nivel inicial en otro tiempo finito igual o distinto. Los principales parámetros que definen un pulso son (figura 4.10):

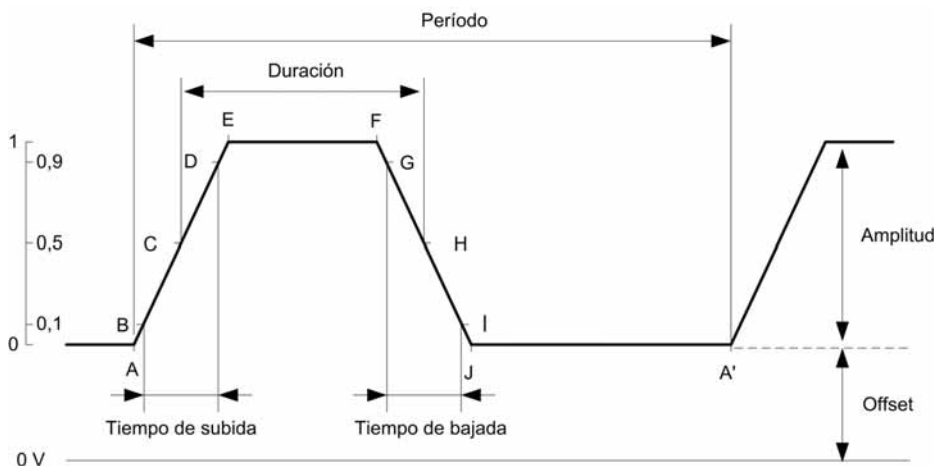


Figura 4.10 Puntos de referencia para definir los principales parámetros de un pulso.

- La amplitud y polaridad.
- El tiempo de subida, BD, (del 10 % al 90 % de la amplitud) (*rise time*), en el flanco anterior o ascendente, AE.
- El tiempo de bajada, GI, (del 90 % al 10 % de la amplitud) (*fall time*), en el flanco posterior, FJ.
- La duración, CH, (entre los niveles del 50 % de la amplitud) o anchura del pulso.
- El periodo del pulso, AA', que coincide con el recíproco de la frecuencia de repetición si es una señal periódica.
- El retardo respecto a una referencia, que es el tiempo desde dicha referencia hasta C.

El tiempo de subida y el de bajada se denominan *tiempos de transición*, y pueden ser mucho más cortos que los de la señal cuadrada que ofrecen los generadores de funciones simples. Hay otros parámetros secundarios, como son el *sobrepasamiento*, que es la amplitud por encima del valor final, y el *tiempo de establecimiento* (hasta que la amplitud quede dentro de un intervalo predefinido).

Los pulsos se emplean como estímulo o entrada para un sistema cuya respuesta se observa luego en un osciloscopio. Se pueden medir así parámetros de circuitos digitales tales como el tiempo de conmutación, el tiempo de propagación, el tiempo de retardo, el tiempo de recuperación, etc., y también se pueden obtener los datos equivalentes a la respuesta en frecuencia.

Los denominados *generadores de datos* (o palabras digitales) generan trenes de pulsos que simulan información o datos digitales.

La figura 4.11 muestra el esquema de bloques funcional de un generador de pulsos. La señal cuadrada, procedente de un oscilador, pasa sucesivamente por dos monoestables que determinan su retardo (respecto a una señal de sincronismo, que se ofrece como salida) y su duración. Un integrador posterior determina los tiempos de transición, mientras que un recortador y un amplificador final determinan las características de salida: amplitud, polaridad y línea de base (nivel de continua).

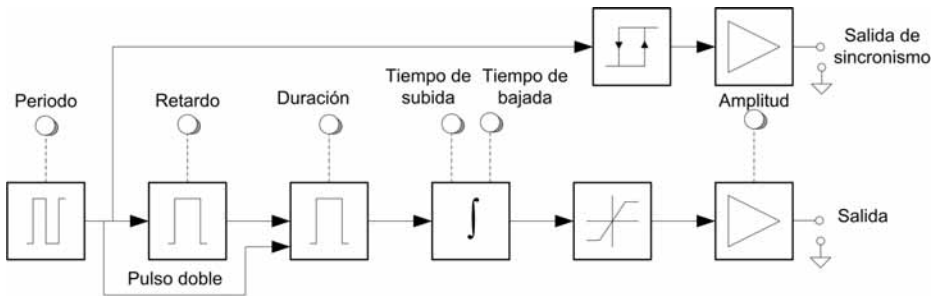


Figura 4.11 Esquema de bloques funcional de un generador de pulsos.

La acción de los monoestables y el integrador sobre la señal del oscilador se muestra en la figura 4.12. Obviamente, los tiempos de transición no son instantáneos tal como aparecen en las señales de control, pero se muestran así para destacar la función de cada etapa.

Los pulsos dobles son interesantes para medir la velocidad de recuperación de circuitos. Se obtienen haciendo que el monoestable que determina la duración sea disparado no sólo por el flanco posterior del pulso que sale del monoestable que determina el retardo, sino también por el flanco anterior de la señal del oscilador.

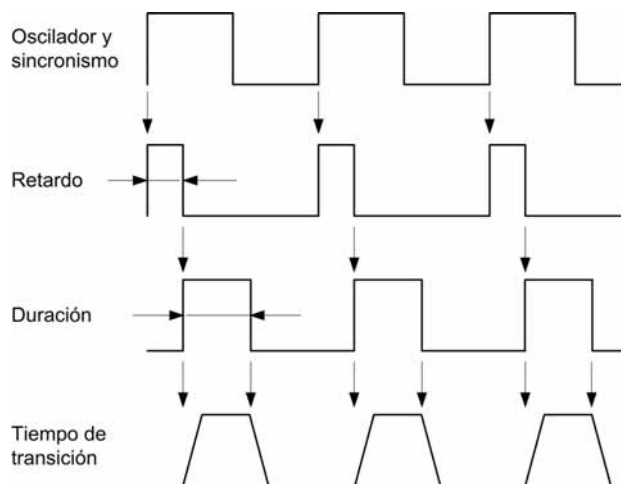


Figura 4.12 Determinación de los tiempos de un pulso mediante monoestables e integración.

Los controles disponibles normalmente permiten ajustar: el período de repetición, entre 10 MHz y 660 MHz o más; la duración, desde menos de 2 ns hasta 10^4 s; el retardo, respecto a la señal de sincronismo; los tiempos de transición (permiten generar desde señales triangulares hasta trapezoidales); la amplitud, que normalmente es de 20 V en circuito abierto y 10 V para una carga adaptada (50Ω); la polaridad; y la línea de base.

Algunas opciones adicionales son: pulsos complementarios; salidas con amplitud fija (TTL, ECL, CMOS...); funcionamiento en ciclo único, o con disparo externo (síncrono o asíncrono), y determinación externa de la duración.

4.4 Sintetizadores de frecuencia

Un *sintetizador de frecuencia* es un dispositivo cuya frecuencia de salida f_s es un múltiplo racional de una frecuencia de referencia patrón f_r (estándar) determinada, de forma que puede expresarse como

$$f_s = \frac{M}{N} f_r \quad (4.1)$$

donde M y N son enteros. Al obtener la frecuencia de salida mediante operaciones matemáticas realizadas sobre la frecuencia patrón, que es muy estable, en vez de hacerlo a partir de las variaciones de frecuencia de un oscilador, se obtiene una señal con frecuencia elegible y variable dentro de un amplio campo, con alta resolución y poca incertidumbre. Se obtienen frecuencias desde 1 μ Hz hasta más de 10 GHz, con estabilidades desde 10^{-8} /día hasta 10^{-10} /día. La selección de frecuencia se hace mediante teclas que actúan sobre dispositivos programables y con velocidad de conmutación rápida. Su rapidez los hace especialmente adecuados para sistemas de prueba automáticos.

A veces se denominan "sintetizadores" unos instrumentos que disponen de un banco de osciladores de cristal y sintetizan la salida a partir de la combinación de sus frecuencias.

Hay tres tipos principales de sintetizadores. Los que emplean la *síntesis directa* realizan operaciones aritméticas directas (suma, resta, multiplicación, división) sobre la frecuencia de referencia original (o armónicas de ésta). En la *síntesis indirecta*, un bucle de enganche de fase (PLL, *Phase Locked Loop*) hace que un VCO sintonice (se "enganche") a una frecuencia obtenida a partir de la frecuencia de referencia. La *síntesis digital directa* (DDS, *Direct Digital Synthesis*) consiste en obtener digitalmente las muestras de la señal deseada, normalmente una senoide, y aplicarlas a un convertidor D/A y un filtro pasa-bajas que ofrece la senoide de salida.

4.4.1 Síntesis directa

La figura 4.13 muestra el esquema de bloques de un sintetizador de frecuencia directo dispuesto para dar una señal de 7 MHz. La frecuencia de referencia (oscilador estable de cristal de cuarzo) se divide por 10 y se multiplica por varios enteros para obtener toda una gama de frecuencias. El mezclador (un multiplicador de tensiones) obtiene la frecuencia suma y diferencia, y un filtro selectivo deja pasar sólo la frecuencia de interés. Este método permite cambiar rápidamente la frecuencia de salida, pero es un método caro, apto para sistemas complejos.

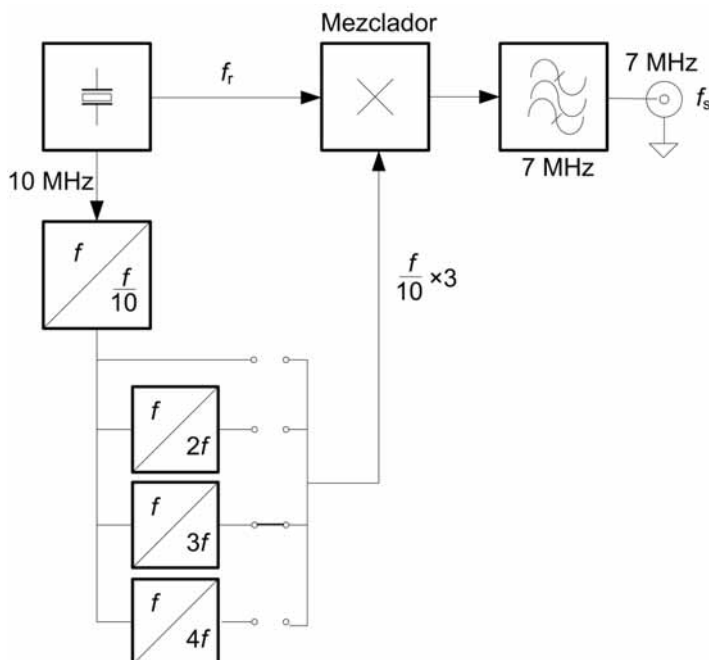


Figura 4.13 Síntesis de frecuencia directa: todas las operaciones necesarias para obtener la frecuencia de salida se realizan directamente sobre la frecuencia de referencia. En este ejemplo, $f_s = 10 \text{ MHz} - (10 \text{ MHz}/10) \times 3 = 7 \text{ MHz}$.

4.4.2 Síntesis indirecta

Para sintonizar un oscilador de frecuencia variable a la frecuencia de un armónico derivado de la frecuencia patrón, se puede emplear el esquema de la figura 4.14. Los dos divisores de frecuencia están constituidos por sendas cadenas de contadores digitales. El detector de fase del PLL es un multiplicador de tensión cuya salida contiene la frecuencia suma y la frecuencia resta de sus dos entradas. El filtro pasa-bajas elimina la frecuencia suma y su tensión de salida ajusta la frecuencia del VCO hasta que coincida con f_r/N (con un pequeño desfase constante, necesario para tener una señal de error no nula a la salida del detector de fase). Cuando el VCO ha sintonizado, se cumple

$$\frac{f_s}{M} = \frac{f_r}{N} \rightarrow f_s = \frac{M}{N} f_r \quad (4.2)$$

donde M y N son enteros. La estabilidad de f_s a largo plazo será la que tenga f_r multiplicada por M/N . Su estabilidad a corto plazo será la misma o la del VCO, según que el ancho de banda del bucle de retroalimentación sea grande o pequeño, respectivamente.

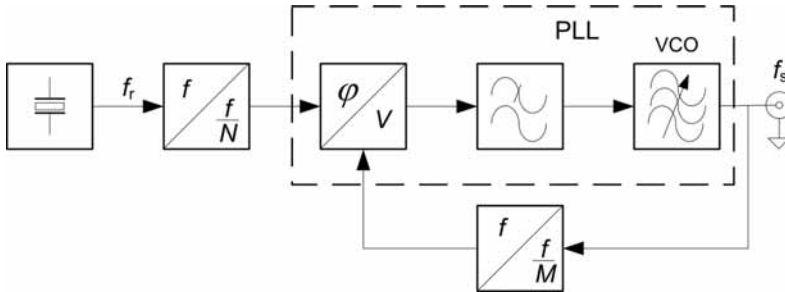


Figura 4.14 Síntesis de frecuencia indirecta: las operaciones se realizan sobre un submúltiplo de la frecuencia de referencia.

Dado que la resolución de la frecuencia de salida es f_r/N , si se desea tener alta resolución, el ancho de banda del lazo de retroalimentación debe ser pequeño para evitar las fluctuaciones rápidas de f_r . Pero entonces tarda varios ciclos de f_r/N para engancharse, lo que supone un tiempo de adquisición largo y, además, no se evitan las fluctuaciones rápidas del VCO.

Una solución para evitar este compromiso es dividir la frecuencia de salida del VCO. Se aumenta así la resolución sin tener que reducir el ancho de banda del lazo, pues se sigue comparando con f_r/N . La limitación de esta técnica está en que el divisor del lazo (divisor por M) debe operar a una frecuencia superior a la que se desea obtener a la salida, y los divisores de frecuencia (contadores digitales) tienen una velocidad de operación limitada. Esta limitación se puede superar mediante lazos de retroalimentación múltiples y también con la síntesis digital directa.

Como ejemplo considérese el esquema de la figura 4.15. Se parte de un oscilador de cristal de cuarzo de 1 MHz y hay tres bloques de divisores. Uno fijo por 10^4 , previo al comparador de fase. Otro en la cadena de retroalimentación, que se puede variar entre 10^4 y 2×10^5 , para seleccionar la frecuencia dentro de una banda, factor M . El tercer divisor, posterior al VCO, divide por un factor entre 1 y 10^7 , y permite determinar la banda de frecuencia (mediante 3 bits). La frecuencia de salida será

$$f_s = \frac{f_r}{10^4} \frac{M}{10^B} \quad (4.3)$$

El campo de variación de la frecuencia de salida será, pues, desde 0,1 Hz, para $B = 7$ y $M = 10^4$, hasta 20 MHz, para $B = 0$ y $M = 2 \times 10^5$. El divisor por M debe trabajar a 20 MHz, que es una frecuencia más que aceptable.

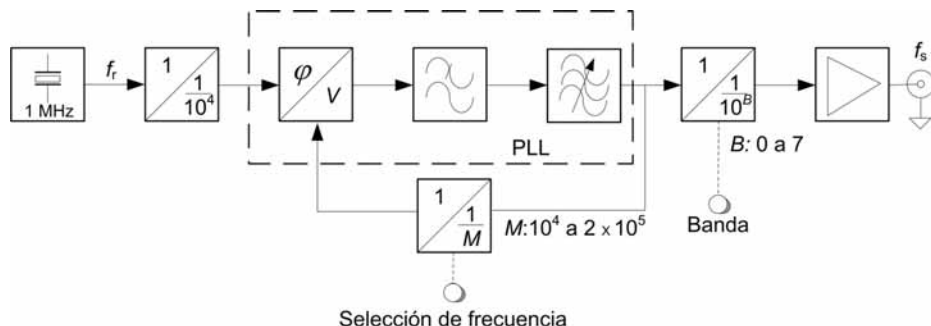


Figura 4.15 Esquema de bloques de un sintetizador que cubre desde 0,1 Hz hasta 20 MHz.

El bajo coste de la síntesis indirecta frente a la síntesis de frecuencia directa se debe en parte a la ausencia de filtros selectivos. A baja frecuencia, todo el sistema se puede realizar empleando sólo circuitos integrados. Como inconvenientes cabe citar que son difíciles de modular, que sus tiempos de conmutación son relativamente largos (del orden de milisegundos), y que tienen alta susceptibilidad a bandas laterales de ruido FM a las frecuencias más altas. Si, por ejemplo, la sensibilidad del VCO es del orden de 1 MHz/V, bastan unos microvoltios de ruido en la entrada de fase para tener "ruido FM" a su salida.

4.4.3 Síntesis digital directa

La síntesis digital directa (DDS) se basa en una tabla, que es una memoria ROM que guarda una secuencia de valores instantáneos, equidistantes, de la forma de onda deseada (normalmente una senoide), y un reloj de frecuencia fija que establece la cadencia de lectura de dichos valores. La figura 4.16 muestra cómo se puede generar una senoide mediante un vector que gira describiendo un círculo. Si la longitud del vector es A , la altura de la punta del vector sobre la horizontal es $A \sin \phi$, de modo que cada punto del círculo corresponde a un punto concreto del ciclo de la senoide. Una vuelta completa alrededor del círculo con una velocidad constante genera un ciclo

completo de la senoide. La frecuencia de la salida viene determinada por la forma como se lean los valores escritos en la tabla. Si por ejemplo se leen uno a uno, el tiempo necesario para que la salida describa un ciclo completo es M veces mayor que el que se tarda si se leen de M en M . La frecuencia de salida se selecciona digitalmente, a través de M , y conserva la estabilidad de la frecuencia de referencia ya que es ésta la que dicta el instante en el que se hace la lectura.

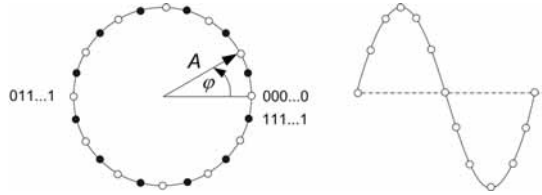


Figura 4.16 Generación de una senoide a partir de los valores del ángulo de fase.

El esquema básico de un DDS consta de un acumulador de fase (un registro digital) que determina cuál de las muestras instantáneas almacenadas se va a buscar, un convertidor fase–amplitud que obtiene el valor correspondiente y que está basado en una memoria ROM, un interpolador digital y un convertidor D/A. Su funcionamiento para el caso de una senoide es el siguiente (figura 4.17): se calcula, periódicamente y en tiempo real, un ángulo de fase linealmente creciente, $\varphi = 2\pi f_s t$, donde f_s es la frecuencia deseada (seleccionada numéricamente en el panel frontal mediante M , que es una palabra digital entre 000...0 y 111...1) y t se mide en periodos T_r de la frecuencia patrón de referencia f_r , es decir, en el instante j , $t = j \times T_r$. De este modo a cada periodo de reloj la salida del acumulador se incrementa en $2\pi f_s$. Luego se buscan en una memoria los valores de $\sin \varphi$. Las muestras de salida repiten su valor con una frecuencia que es la de rebasamiento del acumulador. Si éste es de n bits, la frecuencia f_s con que se produce su rebasamiento es

$$f_s = M \frac{f_r}{2^n} \quad (4.4)$$

donde f_r y n son fijas. Cuanto mayor sea M , antes rebasa el acumulador. A la vez, la señal de salida contendrá menos muestras porque sólo se leerán algunos valores de la tabla en cada vuelta alrededor del círculo de fase. Dado que, según el *criterio de Nyquist*, para generar una senoide hacen falta

por lo menos dos muestras en cada ciclo, es necesario un interpolador que calcule los valores intermedios de la salida entre muestras. Si en cambio M es pequeña, se leen más valores de la tabla en cada ciclo de la salida. La resolución en la frecuencia de salida es $f_r/2^n$. Si por ejemplo $f_r = 50$ MHz y $n = 14$, la resolución es 3052 Hz.

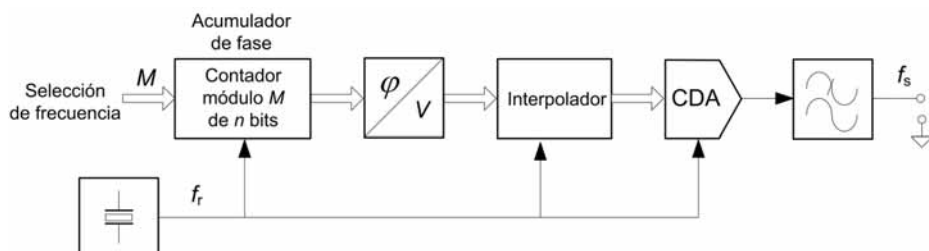


Figura 4.17 Esquema de bloques de un sintetizador digital directo.

Para ahorrar memoria se almacenan sólo los valores de $\sin \varphi$ correspondientes al primer cuadrante y se añade un control de cuadrante externo. Para economizar más memoria aún, se emplean identidades trigonométricas e interpolación lineal y la selección del ángulo se hace mediante una parte gruesa y una parte fina. La parte gruesa determina los dígitos de mayor peso de $\sin \varphi$ y la parte fina se emplea para interpolar entre valores adyacentes, aprovechando que la pendiente entre los dos puntos es $\cos \varphi$, y $\cos \varphi = \sin(\pi/2 - \varphi)$, y este último valor ya está en la tabla.

Con DDS es inmediato obtener señales desfasadas 90° (u otro ángulo de fase deseado). También es simple la generación de ondas con algunas otras formas. Si por ejemplo se pasa directamente de la salida del acumulador al CDA, se genera una señal en forma de diente de sierra. Si lo que interesa es un barrido FM, basta poner como entrada digital (M) la salida de un contador digital.

El método DDS ofrece una conmutación de frecuencias rápida (no hay que esperar al enganche de fase como en los PLL) y una resolución elevada en amplitud (depende del tamaño del acumulador y su número de bits) y en frecuencia (eligiendo n alta). Hay modelos que generan hasta 400 MHz con una resolución de 1 Hz. También hay circuitos integrados monolíticos (tipo AD9833/4) que integran la mayoría de las funciones, y en los que el número de bits n puede ser de hasta 24 a 48, y la resolución del CDA puede ser de

hasta 14 bit a 16 bit. El ancho de banda de la salida viene limitado por la velocidad del interpolador, el CDA y el filtro pasa-bajas de salida.

4.5 *Generadores de ondas con forma arbitraria*

Los generadores de ondas con forma arbitraria (ARB, AWG, *Arbitrary Waveform Generator*) permiten obtener fácilmente ondas con formas complejas mediante síntesis digital directa basada en un reloj de frecuencia variable. En un ARB, la amplitud de los puntos de un periodo de la onda con la forma deseada los introduce el usuario mediante un teclado, son descargados de un digitalizador externo, o bien se definen mediante una ecuación matemática o un software específico. El usuario define también la frecuencia de repetición de la lectura de dichos puntos. Se dispone así de señales de prueba que por proceder de sensores y estar asociadas al funcionamiento de sistemas complejos o por ser esporádicas, no serían fácilmente accesibles para probar los circuitos que las van a procesar. Este es el caso, por ejemplo, de las señales de presión en el cilindro de un motor, las señales bioeléctricas como el electrocardiograma (ECG), o las frecuencias armónicas en la tensión de la red eléctrica.

A diferencia de los generadores de funciones, que disponen de un número limitado de formas de onda obtenidas analógicamente, los generadores de ondas con forma arbitraria ofrecen un número ilimitado de formas y permiten reproducir, modificar o combinar señales reales previamente digitalizadas con otro instrumento (un osciloscopio digital por ejemplo). Incluyen, además, una biblioteca de ondas estándar: senoide, triangular, cuadrada, rampa (diente de sierra), pulso positivo o negativo, AM, AM con portadora suprimida, FM, $\sin x/x$, exponencial creciente o decreciente, etc. En cambio, los modelos simples tienen menor campo de frecuencia de salida (desde unos 0,2 mHz hasta 25 MHz), mayor distorsión armónica, menor facilidad para modificar la frecuencia o la amplitud y para modular la frecuencia o la amplitud de la salida, y mayor coste a igualdad de alcance en frecuencia que los generadores de funciones.

La figura 4.18 muestra los bloques principales de un ARB. Los puntos definidos por el usuario para un periodo de la señal con la forma deseada, y las amplitudes correspondientes a los puntos intermedios obtenidos por el equipo mediante interpolación, se almacenan en una RAM y se leen con una

cadencia determinada por el generador de direcciones. La secuencia de valores se lleva al CDA y posteriormente son filtrados paso bajo para eliminar las transiciones bruscas entre valores sucesivos. La distorsión de la salida es mayor que en un DDS, cuyo filtro de salida está diseñado específicamente para señales sinusoidales. La señal filtrada se atenúa o amplifica, según convenga, con una etapa similar a la etapa de salida de los generadores de funciones. Normalmente, la impedancia de salida es de 50 Ω o 600 Ω y la amplitud de pico a pico (en circuito abierto), 20 V.

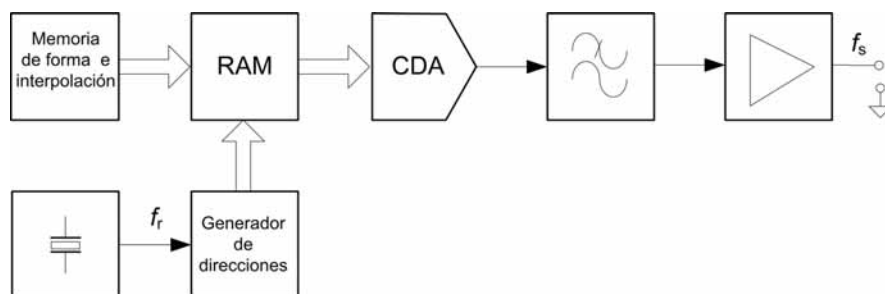


Figura 4.18 Esquema de bloques de un generador de ondas con forma arbitraria. Un microprocesador (no mostrado) controla el funcionamiento.

El MODO de funcionamiento puede ser continuo o con una sola iteración (*single shot*), que se inicia cada vez que hay una señal de disparo válida (figura 4.19), que puede ser externa, interna, o manual. La duración de cada iteración es

$$t_d = \frac{L}{f_r} \quad (4.5)$$

donde L es la longitud de memoria (número de muestras) de la onda definida y f_r es la frecuencia del reloj (especificada normalmente como muestras por segundo). La memoria se puede segmentar y dedicar cada segmento a una onda distinta, de modo que L puede ser desde sólo 8 muestras hasta incluso 16 384 muestras. Cada muestra está definida con una resolución de 8 bit a 16 bit (normalmente 12 bit o 14 bit), denominada *resolución vertical*. La figura 4.20 muestra una iteración de una señal triangular definida por 2000 muestras con una resolución de 12 bit.

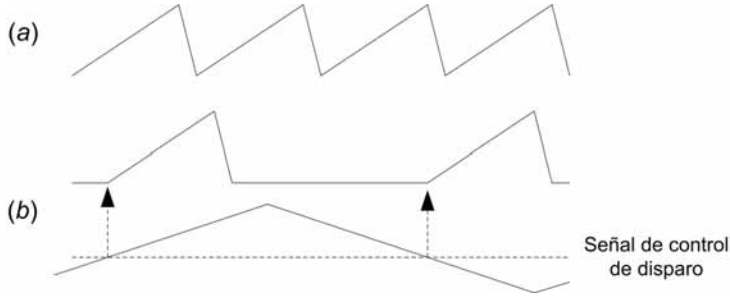


Figura 4.19 Salida de un generador de ondas de forma arbitraria (a) continua, (b) con una sola iteración.

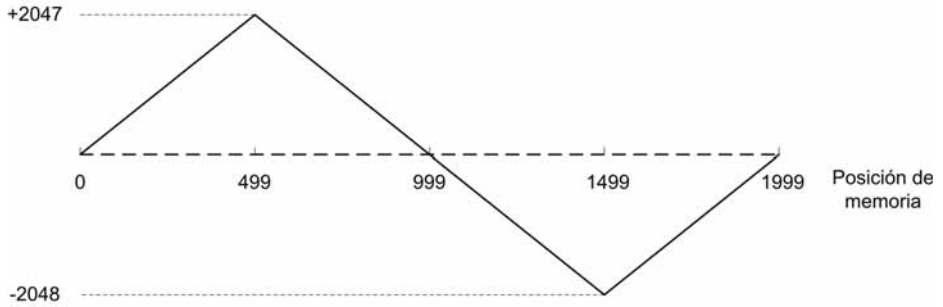


Figura 4.20 Señal triangular definida por 2000 muestras con una resolución de 12 bit cada una.

La frecuencia de salida de un ARB queda definida a partir de la duración de una iteración y del número de ciclos N que haya en cada iteración,

$$f_s = \frac{N}{t_d} = \frac{N \times f_r}{L} \quad (4.6)$$

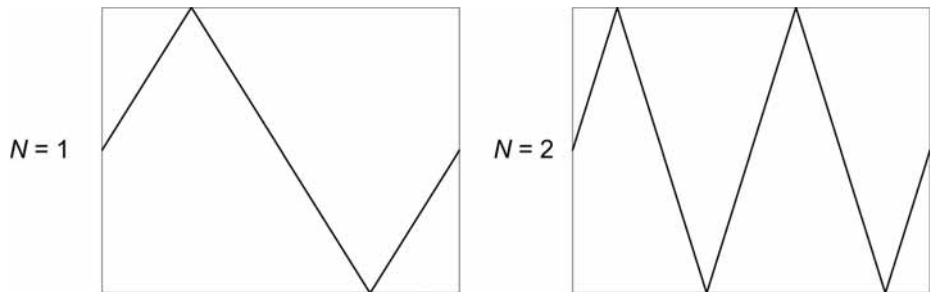


Figura 4.21 Efecto que el número de ciclos N en una iteración tiene en la frecuencia de salida f_s de un ARB.

Cada ciclo queda definido por L/N muestras. Si, por ejemplo, $L = 32$ muestras y $f_r = 20$ MHz, cuando $N = 1$ resulta $f_s = 2,5$ MHz y cuando $N = 2$, $f_s = 1,25$ MHz (figura 4.21).

La máxima frecuencia de salida viene determinada en último término por el tiempo de acceso de la memoria de la forma, el tiempo de establecimiento del CDA y el filtro pasa bajas que atenúa las frecuencias armónicas presentes a la salida del CDA. Las componentes armónicas surgen, por ejemplo, cuando el tramo final de un ciclo no empalma directamente con el tramo inicial del ciclo siguiente y se introduce una zona plana entre ambos. Para evitar los sobrepasamientos cuando la salida sea una señal cuadrada o un pulso, se emplea un filtro de Bessel que tiene la ventaja de producir muy poca distorsión de fase, pero como contrapartida atenúa muy poco las frecuencias próximas a su frecuencia de corte.

5. Osciloscopios

El osciloscopio es el instrumento habitual para visualizar, medir, analizar y registrar, mediante un trazo no permanente, tensiones variables en el tiempo. A pesar de su extenso uso, el osciloscopio es relativamente desconocido, pues a menudo se considera que ofrece una visión "continua" de los valores instantáneos de la señal, cuando en realidad sólo representa una superposición de fragmentos o una sucesión de valores instantáneos de ésta. Los osciloscopios digitales pueden llegar incluso a presentar señales falsas cuando no se utilizan correctamente.

En este capítulo se dan los criterios básicos para elegir el tipo de osciloscopio más adecuado para cada problema de medida y se describen los elementos y controles que permiten obtener una imagen útil para analizar las señales, incluyendo las sondas de tensión, normalmente imprescindibles. Para medir otras magnitudes que no sean tensiones, hay que emplear sensores, que pueden estar incorporados en sondas o módulos que se conectan al osciloscopio.

5.1 *Función y tipos de osciloscopios*

La función básica de los osciloscopios es capturar y representar visualmente una señal (tensión) para permitir su análisis en el dominio del tiempo. Pueden ser analógicos o digitales.

Los *osciloscopios analógicos* (de rayos catódicos, CRO, *Cathode Ray Oscilloscope*) se basan en el tubo de rayos catódicos (TRC) inventado por W. Crookes en 1879. Consiste en un tubo de vacío con elementos de enfoque capaces de producir un haz estrecho de electrones, que se enfoca en un blanco fosforescente (la pantalla), y al que se dota de un sistema dinámico para desviar el haz en las direcciones vertical y horizontal (perpendiculares). El trazo obtenido tiene un grosor de unos 0,3 mm.

Como sistema de representación, un osciloscopio analógico es un trazador X-Y donde la ordenada del punto en la pantalla se corresponde con la amplitud de la señal que se representa, y la abscisa o bien es proporcional al intervalo de tiempo transcurrido desde un punto de referencia (modo Y-t) (figura 5.1, donde la señal $X(t)$ es una rampa de tensión con pendiente uni-

forme), o bien se corresponde también con la amplitud de otra señal que se desea estudiar (modo X-Y) (figura 5.19). Los movimientos del haz en las direcciones X e Y son independientes uno de otro. El origen de coordenadas se suele situar en el centro de la pantalla, y los cuadrantes (I a IV) se designan en sentido antihorario, como en trigonometría. La intensidad (brillo) del trazo sobre la pantalla se denomina *eje Z*.

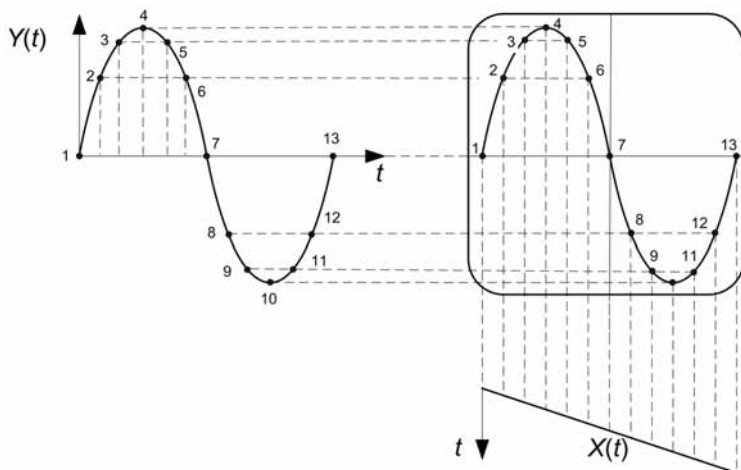


Figura 5.1 La señal representada en un osciloscopio analógico se utiliza para desviar el haz de electrones en dirección vertical, mientras el haz horizontal avanza uniformemente hacia la derecha.

Además de detectar la presencia o ausencia de señal e inspeccionar ondas con formas complejas, incluidas secuencias de "unos" y "ceros", los osciloscopios analógicos permiten realizar las medidas básicas relacionadas con tensiones y tiempos (amplitud, frecuencia, diferencias de fase, tiempos de subida y bajada, anchuras de pulsos, etc.). Muchos modelos actuales incorporan microprocesadores que reducen la incertidumbre y la resolución, aumentan la velocidad de estas mediciones, y ofrecen una salida codificada que se puede comunicar a otros equipos.

Los *osciloscopios digitales* toman muestras de la señal que se desea estudiar, cuantifican su valor y almacenan el resultado numérico en una memoria digital hasta tener un número de puntos suficiente para representar la señal de una forma coherente. Entonces convierten cada número en una tensión analógica que se representa como la ordenada de un punto en la panta-

lla reticulada (normalmente de cristal líquido—LCD— en blanco y negro o de color). El número binario compuesto por las coordenadas de un punto en la pantalla y el brillo del punto luminoso (*spot*), se denomina píxel (de *picture element*). La abscisa de cada punto de la pantalla está relacionada con el instante relativo en el que se tomó la muestra respecto a un punto de referencia. La representación no es, pues, en tiempo real. Los puntos no se ubican en la pantalla mediante escritura directa (como en los osciloscopios analógicos), sino mediante exploración por tramas (*raster scan*) (como en los televisores clásicos): el haz barre horizontalmente línea a línea y de arriba abajo, la superficie de la pantalla y su intensidad se realza en puntos específicos.

A pesar de que se dedican memorias distintas al muestreo y a la presentación, y de que se dedican procesadores distintos a la adquisición, el control y las comunicaciones, el tiempo necesario para procesar las muestras y obtener los píxeles limita la velocidad de actualización de la presentación en la pantalla (*update rate*) a unas 100 veces cada segundo. Esta velocidad es muy lenta comparada con la observada en los osciloscopios analógicos, que puede ser de hasta 500 000 veces cada segundo.

Hay dos tipos de osciloscopios digitales: los osciloscopios de muestreo directo y los osciloscopios de muestreo en tiempo equivalente. En los primeros se muestrean puntos consecutivos de la señal de entrada tal como viene (figura 5.2a), de manera que se obtiene una representación correcta de la señal tanto si es repetitiva como si es transitoria, gracias al empleo de un convertidor A/D muy rápido (de tipo paralelo—*flash*) y a la interpolación entre muestras mediante funciones matemáticas complejas—no simples segmentos de recta.

Los osciloscopios de *muestreo en tiempo equivalente o repetitivo*, en cambio, toman de forma secuencial una muestra de cada uno de los ciclos sucesivos de la señal de entrada, de manera que sólo pueden representar correctamente señales repetitivas. Hay dos métodos básicos de muestreo repetitivo. En el *muestreo aleatorio* se toma una muestra de cada ciclo de la señal, a un ritmo marcado por un reloj que es asíncrono respecto a la señal y respecto a un instante de referencia identificado en la señal (figura 5.2b). El valor de la muestra se almacena junto con el valor del instante en que se

tomó, y con estos valores se recompone la señal. Para aumentar la velocidad de adquisición se puede tomar más de una muestra en cada ciclo de la señal.

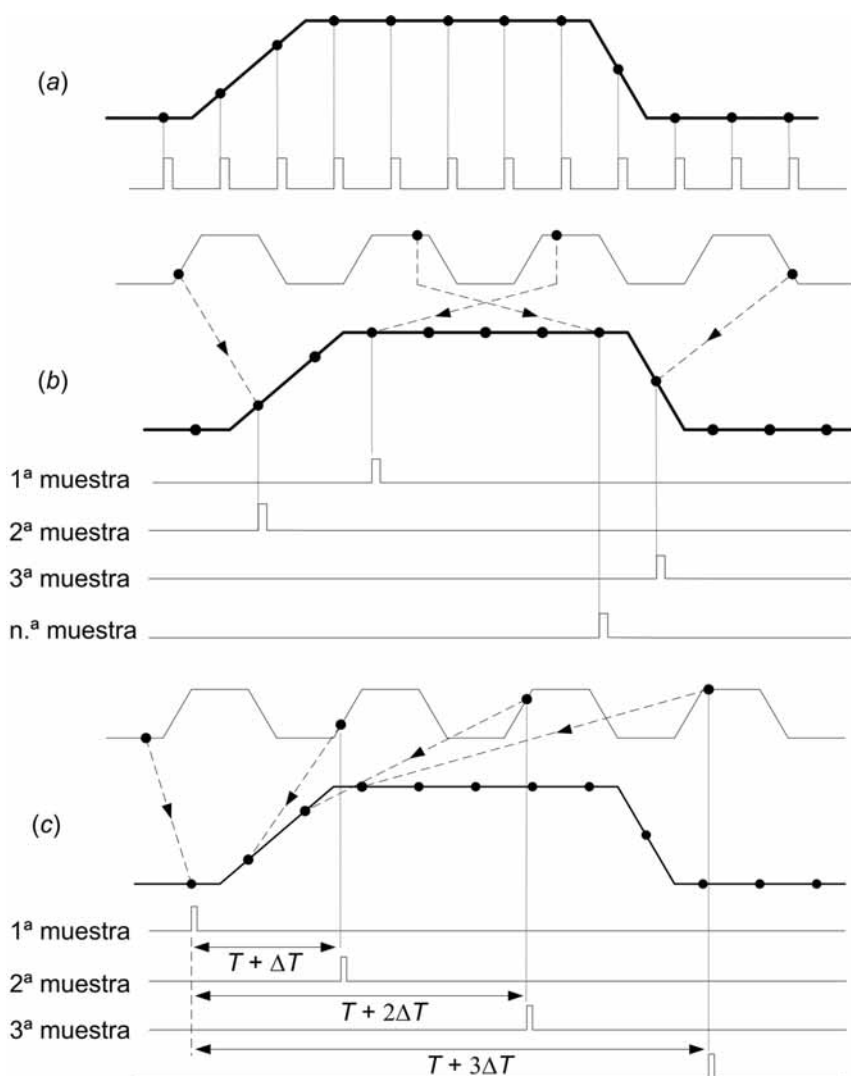


Figura 5.2 (a) Muestro en tiempo real: se toman rápidamente muestras consecutivas de la señal de entrada. (b) Muestreo repetitivo aleatorio: se toma una muestra de cada ciclo de una señal repetitiva, en instantes de tiempo elegidos al azar. (c) Muestreo repetitivo secuencial: se toma una muestra en cada ciclo de una señal repetitiva, en instantes progresivamente más retrasados respecto a un punto de referencia.

En el *muestreo repetitivo secuencial*, se toma una sola muestra de cada ciclo de la señal, en un instante que se va desplazando a incrementos de tiempo conocidos respecto a un punto o instante de referencia en la señal (figura 5.2c).

Cuando se dispone de la señal muestreada, se pueden medir no sólo los parámetros temporales y de amplitud disponibles en osciloscopios analógicos, sino también hacer análisis de frecuencia y estadístico (histogramas). Además, se puede presentar y analizar la señal mucho después de que haya acabado.

Los criterios básicos para clasificar los distintos tipos de osciloscopios, sean analógicos o digitales, son: el número de canales verticales disponible y la frecuencia máxima admisible para la señal aplicada en la entrada Y (canal vertical), distinguiendo si se debe tratar de señales repetitivas o si pueden ser transitorias.

Según la frecuencia máxima admisible en el canal vertical, se habla de osciloscopios de baja frecuencia (hasta unos 20 MHz), de alta frecuencia (hasta unos 4 GHz), y de muy alta frecuencia (hasta 50 GHz). Hay varias familias de modelos que alcanzan frecuencias entre 100 MHz y 500 MHz. Todos los osciloscopios de muy alta frecuencia utilizan muestreo.

Los osciloscopios tienen normalmente dos canales verticales pero también abundan los de 4 canales, e incluso los hay con 8, 16, u otros números, aunque no necesariamente todos los canales tienen las mismas características. En los osciloscopios analógicos esta multiplicidad de canales se consigue habitualmente a partir de un solo haz de electrones (*multiple trace*). Las representaciones en cada canal no son simultáneas, pero la persistencia de los trazos sobre la pantalla es suficientemente alta como para tener la apariencia de simultaneidad. Hay modelos analógicos especiales con dos cañones de electrones, cada uno con sus respectivos sistemas de desviación vertical y horizontal (*dual gun*), mientras que otros tienen un solo cañón con su sistema de desviación horizontal pero con dos sistemas de desviación vertical distintos, obteniendo así dos haces de electrones (*dual beam*).

5.2 Esquema de bloques de los osciloscopios

Un osciloscopio está constituido esencialmente por una pantalla (TRC para los analógicos y LCD, o TRC en algún caso, para los digitales), y los sistemas de desviación vertical y horizontal necesarios para posicionar el haz en el punto adecuado de la pantalla (figura 5.3). Algunas partes del tubo requieren una alimentación de alta tensión continua estabilizada, mientras que otras y el resto de circuitos necesitan tensiones continuas bajas, también estabilizadas. La organización de los sistemas de desviación vertical y horizontal es distinta en los osciloscopios analógicos y digitales, pero los controles del panel frontal siempre están agrupados según cuál sea el bloque básico sobre el que actúan funcionalmente (figura 5.4).

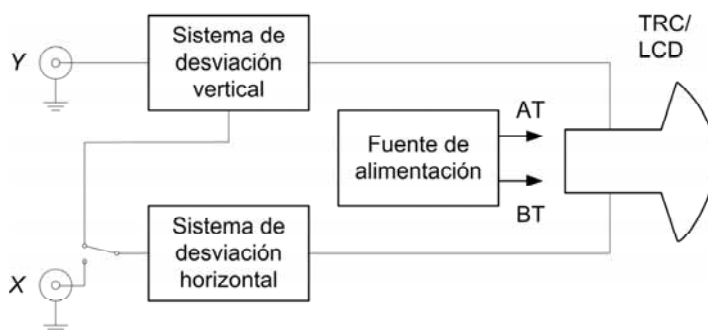


Figura 5.3 Un osciloscopio consta de tres bloques principales y una fuente de alimentación con salidas estabilizadas de alta y baja tensión continua. Los conectores para las señales de entrada suelen ser de tipo BNC.

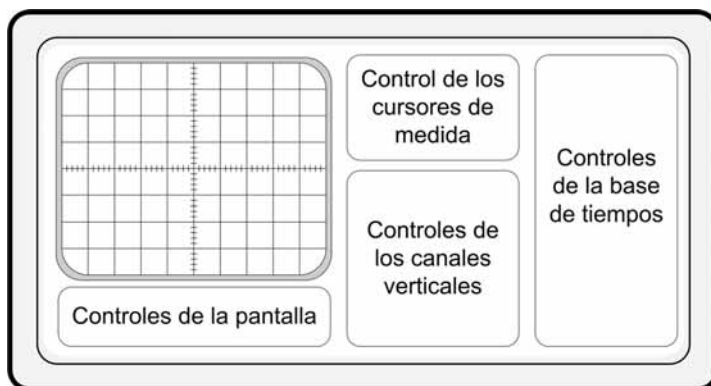


Figura 5.4 Agrupación típica de los controles en el panel frontal de un osciloscopio.

5.2.1 Osciloscopios analógicos

En los osciloscopios analógicos (figura 5.5), el TRC genera electrones que mediante un sistema de enfoque electrostático (basado en tensiones continuas) forman un haz fino y, tras acelerarlos para aumentar su velocidad, son proyectados sobre la pantalla, que está recubierta interiormente con material fosforescente. El núcleo funcional es el TRC porque convierte la tensión en una imagen.

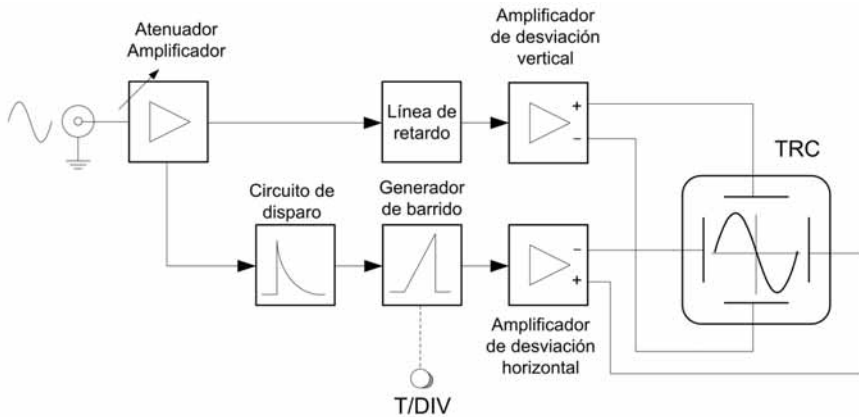


Figura 5.5 Esquema de bloques simplificado de un osciloscopio analógico. La desviación del haz de electrones es proporcional a la tensión de la señal de entrada en cada instante.

En el *sistema de desviación vertical*, el haz pasa entre dos placas metálicas, dispuestas en el interior del tubo, a las que se aplica la señal Y una vez acondicionada (atenuación/amplificación, retardo, etc.), para que desvíe la trayectoria del haz. El amplificador de desviación conectado a las placas produce una tensión diferencial (es decir, simétrica respecto a 0 V) a partir de la tensión de entrada que, en general, está referida a masa (tensión asimétrica). Una salida diferencial confiere inmunidad respecto a las fluctuaciones del potencial de referencia (masa). Si el osciloscopio está conectado a la red eléctrica, su envolvente (metálica) queda puesta a tierra a través del conductor de protección del cable de alimentación. En consecuencia, el terminal de referencia del canal vertical queda conectado a tierra. Los osciloscopios alimentados con baterías no tienen esta limitación.

El *sistema de desviación horizontal* está constituido por otras dos placas en el interior del tubo, a las que se aplica o bien la señal X o bien una

tensión en rampa (tensión de barrido), obtenida internamente y relacionada temporalmente con la señal Y. Consta de (ver la figura 5.15):

1. Un *circuito de disparo (trigger)* que hace que el barrido se inicie siempre en el mismo punto, de modo que si la señal de entrada es repetitiva se obtiene una representación persistente a base de la superposición de fragmentos iguales de la señal de entrada. La luminosidad depende del tiempo de incidencia del haz en cada punto de la pantalla, y éste depende a su vez de la relación entre la frecuencia (o periodo) de la señal y la duración del barrido. Mientras dura un barrido se bloquea el disparo.
2. Un *generador de barrido* que produce una señal con forma de diente de sierra cuya pendiente es positiva, muy lineal y controlable desde el exterior.
3. Un *amplificador horizontal* que obtiene dos tensiones en diente de sierra a partir de la anterior, una hacia "arriba" y la otra hacia "abajo". La primera se aplica a la placa de desviación horizontal de la derecha y la segunda a la de la izquierda. De esta forma el haz se mueve de izquierda a derecha de la pantalla con velocidad uniforme.
4. Un *amplificador de puerta* (o del eje Z) que suministra una tensión mientras dura el barrido horizontal, y da una tensión nula en los demás casos. De este modo se suprime el haz cuando vuelve hacia la izquierda una vez acabado el barrido, y mientras se espera el disparo.

En el apartado 5.5 se exponen con detalle las características de cada uno de estos bloques principales, con mención expresa de los puntos donde inciden los controles accesibles al usuario.

5.2.2 Osciloscopios digitales

En un osciloscopio con memoria digital (figura 5.6), el núcleo funcional es el convertidor A/D y las distintas unidades de memoria. El sistema de presentación recibe una señal que tiene la información sobre el valor (amplitud) de las muestras de la señal de entrada y el tiempo transcurrido entre el instante en que se tomó dicha muestra y un instante de referencia. Este instante de referencia se puede elegir con criterios muy diversos: amplitud, duración o pendiente de la señal de entrada, combinación de eventos en dos o más canales, etc., y aunque se sigue denominando *punto de disparo*, no corres-

ponde al instante en que se inicia la adquisición de la señal. La adquisición es continua y va llenando la memoria de entrada (tipo FIFO, *first in first out*); el punto de disparo ha sido almacenado como uno más de los puntos capturados sucesivamente. La luminosidad de cada punto de la pantalla es independiente de la velocidad con que se haya capturado la señal. En el apartado 5.6 se analizan los parámetros asociados con esta estructura.

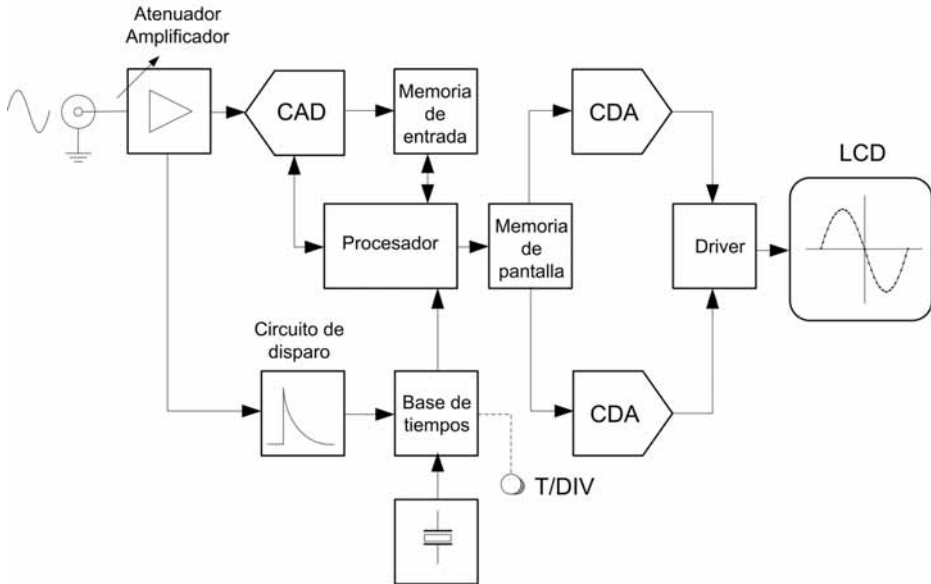


Figura 5.6 Esquema de bloques simplificado de un osciloscopio de memoria digital. La posición de cada punto en la pantalla es proporcional a la tensión de la señal de entrada en un momento determinado respecto a un instante de referencia.

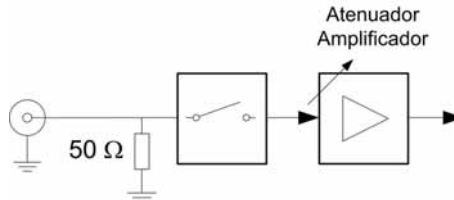


Figura 5.7 Entrada de señal (canal vertical) en un osciloscopio digital de muestreo: un muestreador precede al atenuador-amplificador.

En los osciloscopios digitales de muestreo repetitivo secuencial, el circuito que muestrea la señal de entrada precede al atenuador-amplificador del canal vertical, que de esta forma trabaja con señales (muestras) de frecuencia inferior a la señal de entrada (figura 5.7). El inconveniente es la reducción del campo de medida de tensiones, a 1 V de pico a pico.

5.3 Tubos de rayos catódicos para osciloscopios analógicos

El tubo de rayos catódicos (TRC) de un osciloscopio analógico es un tubo de vidrio donde se ha hecho el vacío. Consta de (figura 5.8): un sistema de generación de electrones, unas lentes electrostáticas para enfocar el haz, unas placas de desviación del haz obtenido en la etapa anterior, un sistema de postaceleración (en algunos casos), y una pantalla con retículas. Las conexiones se realizan normalmente en la base del tubo, pero cuando hay postaceleración se realizan en su cuello para reducir las capacidades parásitas, que limitan los cambios de tensión rápidos.

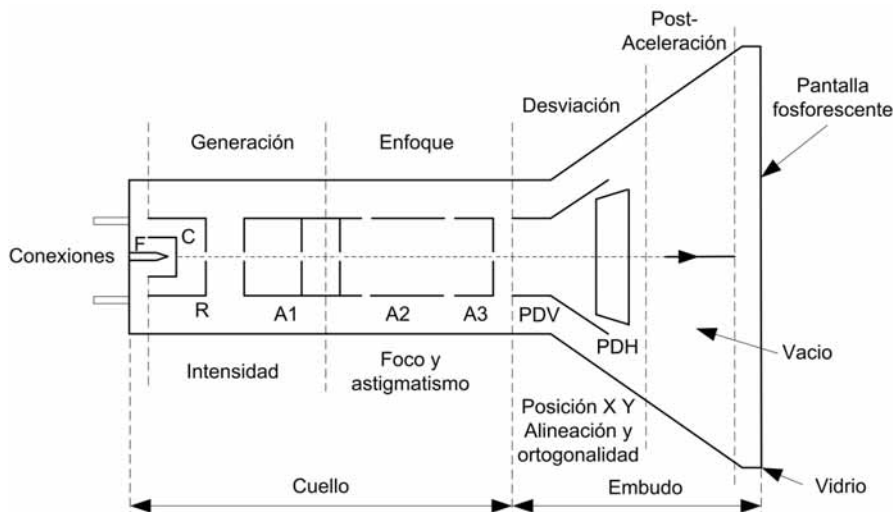


Figura 5.8 Elementos y controles de un tubo de rayos catódicos, (F: filamento, C: cátodo, R: Rejilla, A1 y A3: ánodos de aceleración, A2: ánodo de enfoque, PDV: placas de desviación vertical, PDH: placas de desviación horizontal.)

El TRC limita el campo de frecuencias que se pueden representar. A muy baja frecuencia, la señal se muestra como un punto muy brillante que se desplaza lentamente, de tal modo que cuando llega a la derecha de la pantalla ya no queda rastro de la forma de la señal en la izquierda. A muy alta frecuencia, el brillo es muy tenue porque el tiempo que el haz permanece en cada punto de la pantalla es muy breve. Los osciloscopios analógicos más rápidos pueden representar señales de hasta 1 GHz.

5.3.1 Generación del haz

La generación de electrones en un TRC es análoga a la de los antiguos triodos: hay un cátodo, una rejilla y un ánodo. El *cátodo* es *termoiónico* y emite electrones al ser calentado indirectamente por un filamento (de ahí el nombre de tubo de "rayos catódicos", pues cuando se inventó se ignoraba la existencia del electrón). El emisor puede consistir, por ejemplo, en un revestimiento de óxidos de bario y estroncio en la punta de un cilindro de níquel.

La *rejilla* es en realidad un cilindro de níquel (cilindro Wehnelt) que rodea totalmente al cátodo, con una pequeña abertura en la zona del eje del tubo. La rejilla es más negativa que el cátodo y su tensión controla el ritmo de emisión de electrones: cuanto más negativa sea, menos electrones emergen por la abertura, y determina así la intensidad del haz. Si llegara a hacerse positiva, se emitirían tantos electrones que el cátodo podría destruirse.

El *ánodo* está a una tensión V_a de varios miles de voltios sobre la del cátodo, de modo que acelera los electrones y recoge los que emergen de la rejilla. Pero, además, posee una pequeña abertura alineada con la de la rejilla, de forma que de él emerge un haz de electrones fino.

La intensidad (corriente) del haz puede controlarse ajustando el potencial de la rejilla. Se habla entonces de *borrado por rejilla*. El amplificador del "eje Z" controla el potencial de la rejilla respecto al del ánodo. La amplitud de su salida se regula con el control de INTENSIDAD situado en el panel frontal. Cuando no hay barrido horizontal, la intensidad del haz debe reducirse al mínimo pues de lo contrario su incidencia continuada sobre una misma zona de la pantalla la deterioraría.

Otra posibilidad de borrado es usar un ánodo con doble abertura y placas de desviación entre ambas: si se desvía el haz para que no alcance la segunda abertura, se "suprime" el haz. Los TRC de este tipo tienen una vida más corta pues no se detiene la emisión del cátodo, pero la estabilidad de su tensión de rejilla es menos crítica.

5.3.2 *Enfoque*

El objetivo del *sistema de enfoque* es que el haz cree en la pantalla un punto luminoso lo más pequeño posible. El enfoque es necesario porque el haz emitido por el cátodo es divergente ya que, por una parte, los electrones que lo forman se repelen entre sí y, por otra, no hay un único punto de emisión sino toda una superficie, aunque las aberturas de la rejilla y el ánodo reducen su sección efectiva.

Los osciloscopios analógicos emplean electrodos para obtener un *enfoque electrostático*. Otros equipos que emplean TRC (como algunos osciloscopios digitales, monitores de ordenador, televisores y pantallas de radar), para enfocar el haz utilizan bobinas externas al tubo. Las *lentes electrostáticas* se basan en que cuando un electrón incide en una superficie equipotencial (virtual), su dirección al salir de la superficie se acerca a la normal, de manera que el sistema se comporta como una lente cóncava.

En los TRC, las superficies equipotenciales se crean con varios cilindros huecos o anillos sucesivos, dispuestos a las tensiones convenientes (de hasta 2000 V respecto al cátodo), y por cuyo interior viaja axialmente el haz emergente del primer ánodo.

El punto de enfoque y la forma del punto sobre la pantalla se pueden variar ajustando las tensiones relativas de unos electrodos respecto a otros. El tamaño del punto sobre la pantalla se determina con el control de FOCO, dispuesto en el panel frontal, mientras que para que el punto sea redondo tanto en el centro como en los bordes de la pantalla, hay que actuar sobre el control de ASTIGMATISMO, que no siempre es accesible desde el exterior. Estos dos mandos suelen ser interdependientes, pero no afectan al control de intensidad del haz.

Para ajustar los ejes X e Y suelen emplearse siempre bobinas externas, cuya acción se regula variando la corriente a su través. Para situar el eje X horizontalmente hay que ajustar el control de ALINEACIÓN, mientras que la perpen-

dicularidad X-Y se regula con el control de ORTOGONALIDAD. Estos dos controles suelen ser internos y su uso es poco frecuente. Pueden hacer falta, por ejemplo, al trabajar cerca de un campo magnético intenso, como sucede en las instalaciones donde hay equipos de imagen por resonancia magnética, o cerca de los aceleradores de partículas.

5.3.3 Desviación

Para que el haz de electrones incida en el punto de la pantalla adecuado, de acuerdo con la señal que se desea representar, los osciloscopios analógicos emplean un sistema de desviación electrostática basado en unas placas metálicas dispuestas en el interior del propio tubo. Hay dos placas para la desviación horizontal y otras dos para la desviación vertical.

La desviación respecto al centro de la pantalla es directamente proporcional a la tensión de desviación V_d y, por lo tanto, el TRC es un dispositivo lineal de representación de tensiones. El *coeficiente de desviación* es el cociente entre la tensión diferencial y la desviación producida por esta tensión, y permite comparar distintos tubos. El coeficiente de desviación se reduce al aumentar la longitud del tubo y al reducir la tensión de aceleración, pero ésta debe ser suficientemente alta para tener un brillo adecuado incluso a alta frecuencia. Normalmente el coeficiente de desviación está entre 10 V/cm y 100 V/cm, y en un tubo bien diseñado debe ser constante de uno a otro extremo de la pantalla.

En los TRC donde el haz se desvía con bobinas externas, el coeficiente de desviación depende de la raíz cuadrada de la tensión de aceleración ánodo-cátodo, V_a . Por ello permiten obtener más brillo y resolución, trabajando con haces de mayor energía. A la vez, son más cortos a igualdad de área barrida, ya que no hay placas internas que determinen un ángulo máximo de abertura del haz. Sin embargo, para tener campos magnéticos grandes hacen falta corrientes muy elevadas (pues las bobinas deben mantenerse pequeñas) y ello encarece los amplificadores necesarios cuando la frecuencia de la señal supera los 20 kHz. Por esta razón, no se emplean en los osciloscopios analógicos.

Para tener un área de barrido grande se utilizan placas de desviación inclinadas en vez de placas paralelas, ya que éstas interceptan el haz incluso cuando son de longitud corta. Para evitar distorsiones por efectos de bordes,

se disponen apantallamientos entre las placas y una pintura conductora dentro del cilindro del cañón. Además, hay otras placas que apantallan a las de desviación, de modo que se reduce la posible distorsión del haz.

A alta frecuencia se usan placas segmentadas, e incluso distribuidas, porque tienen menor capacidad parásita. Esto es necesario ya que si bien el coeficiente de desviación se reduce al aumentar la longitud del tubo, la capacidad entre placas aumenta y, al reducirse la reactancia, el amplificador de desviación debe dar más energía para tener la misma tensión de desviación.

Las placas de desviación vertical suelen estar más lejos de la pantalla que las placas de desviación horizontal para que así puedan trabajar con tensiones menores, pues se desconoce a priori la magnitud de la señal que van a manejar. El canal X, en cambio, maneja señales conocidas de antemano (las de barrido), aunque su desviación debe ser mayor: unos 10 cm frente a unos 8 cm el canal Y.

5.3.4 *Postaceleración*

Para tener un brillo adecuado a frecuencias de desviación altas, el haz de electrones debe tener alta energía. Pero al sistema de desviación le costaría desviar un haz tan “duro”. Para solucionarlo se acelera el haz emergente de las placas de desviación, aplicando una tensión positiva (hasta 20 kV) a la pantalla, respecto al ánodo. Este proceso se denomina *postaceleración*, o aceleración de postdesviación.

En los tubos monoaceleradores, utilizados a frecuencias inferiores a unos 10 MHz y velocidades de barrido hasta 0,1 μ s por división, no hay campo de aceleración en la zona entre las placas de desviación y la pantalla. El interior del tubo en esta zona (y hacia la zona de desviación), posee un recubrimiento conductor conectado al potencial del último ánodo (que está puesto a masa). Este recubrimiento, que no está conectado a la pantalla, absorbe los posibles electrones secundarios que se desprenden del fósforo de aquella al incidir el haz. Además, hace de pantalla electrostática frente a campos externos, y permite obtener un campo eléctrico uniforme dentro del tubo.

5.3.5 Pantalla y retículas

La pantalla está recubierta internamente de "fósforo", que es una sustancia que convierte la energía de los electrones en luz. En el punto donde incide el haz se emite luz en todas las direcciones, incluso durante un tiempo después de que dejen de incidir los electrones.

La elección del tipo de fósforo se hace valorando la persistencia, color, resistencia al quemado (pues sólo un 10 % de la energía del haz se convierte en luz), luminancia y velocidad de escritura permitida. En los osciloscopios analógicos, el más favorable es el denominado P31, que emite luz verde. En algunos osciloscopios digitales basados en TRC se dispone simultáneamente de varios colores.

En el lado interno del fósforo se deposita una capa de aluminio muy fina que es transparente a los electrones. Con ella se logra: evitar la acumulación de carga en el fósforo que limitaría el brillo por frenar los electrones siguientes; reducir la dispersión de la luz, pues se refleja hacia el observador la posible luz hacia atrás; y disipar el calor reduciendo el peligro de quemado.

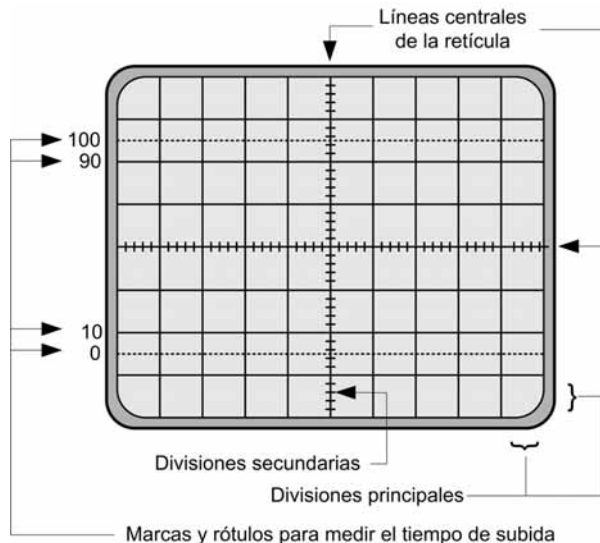


Figura 5.9 Ejemplo de retícula en la pantalla de un osciloscopio. Las líneas rotuladas 10 % y 90 % sirven para medir tiempos de subida de pulsos, y están referidas a las seis divisiones verticales centrales, que es la zona donde la desviación del haz es más lineal.

La *retícula* es el conjunto de marcas horizontales y verticales que facilitan el análisis de la señal mediante la calibración de la desviación del haz. Suele haber 10 divisiones horizontales y 8 verticales principales, con iguales dimensiones (figura 5.9), normalmente 8 mm × 8 mm o 10 mm × 10 mm y cinco divisiones secundarias para cada división principal. La resolución es de $\pm 1/25$ de la dimensión de una división principal y depende en último término de la agudeza visual del observador.

La retícula puede ser externa al tubo (adosada a la parte frontal), o interna, en cuyo caso el fósforo y la retícula se depositan en el mismo plano y no hay *efecto de paralaje* (diferencia de lectura según la posición relativa del ojo respecto a la retícula y el fósforo). Para evitar el deslumbramiento, y como medida de seguridad, delante de la pared anterior del tubo se dispone una placa frontal de vidrio o plástico transparente.

5.4 Sistema de desviación vertical

La función del *sistema de desviación vertical* de un osciloscopio es reproducir fielmente la señal de entrada, es decir, sin alterar su amplitud ni su frecuencia. Normalmente se diseña para reproducir sin distorsión los pulsos rápidos (respuesta temporal óptima, denominada *gaussiana*), aunque esto conlleva que la respuesta en frecuencia no sea lo más plana posible, es decir, la amplificación no es idéntica para todas las frecuencias.

La relación entre las respuestas temporal y en frecuencia se formula a partir de la relación entre el *tiempo de subida* t_r (*rise time*) de un pulso (del 10 % al 90 % de la amplitud del pulso), y la frecuencia de corte f_0 de su respuesta en frecuencia (o ancho de banda a -3 dB, que equivale a una atenuación de 0,707 en la amplitud) (figura 5.10). La respuesta de un sistema pasabajas de primer orden frente a una entrada en escalón de amplitud unidad es

$$y(t) = 1 - e^{-t/\tau} \quad (5.1)$$

donde $\tau = 1/(2\pi f_0)$ es la *constante de tiempo* del sistema. De ahí, si se calculan t_{10} , definido a partir de $y(t_{10}) = 0,1$, y t_{90} , definido a partir de $y(t_{90}) = 0,9$, y teniendo en cuenta que $t_r = t_{90} - t_{10}$, se deduce

$$f_0 \times t_r = \frac{\ln 9}{2\pi} = 0,35 \quad (5.2)$$

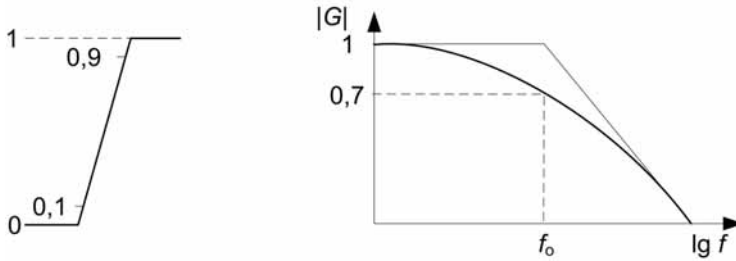


Figura 5.10 El tiempo de subida de un pulso se mide entre los niveles 10 % y 90 % de su amplitud. El ancho de banda de un sistema es la frecuencia de una senoide cuya amplitud a la salida es un 70,7 % de la amplitud a la entrada.

Por ejemplo, en un osciloscopio de 50 MHz, $t_r = 7$ ns, y en uno de 1 GHz, $t_r = 350$ ps. En los osciloscopios de más de 1 GHz, el término de la derecha en (5.2) no es 0,35 sino uno entre 0,4 y 0,45, porque su respuesta no es de primer orden. Para medir una senoide, f_0 tiene que ser 5 veces mayor que la frecuencia de la señal para tener una incertidumbre relativa en la amplitud de ± 2 %, y 7 veces mayor para una incertidumbre de ± 1 %. Para medir señales complejas, el criterio anterior se aplica a la frecuencia del armónico más elevado que interese, no a la frecuencia fundamental. El ancho de banda de una señal se puede estimar dividiendo por 0,35 el tiempo de subida o de bajada más rápidos que presente dicha señal (siempre y cuando sean inferiores a los propios de osciloscopio).

Al medir el tiempo de subida de un pulso rápido, hay que tener en cuenta el tiempo de subida propio del osciloscopio. Cuando ambos tiempos son similares (como máximo uno triple del otro), se puede aceptar que el tiempo de subida observado en la pantalla es aproximadamente la suma cuadrática del de la señal y el del osciloscopio,

$$t_o \approx \sqrt{t_s^2 + t_r^2} \quad (5.3)$$

Si uno de los dos tiempos es mucho mayor, predomina sobre el otro y determina el tiempo de subida observado. Hay osciloscopios con $t_r < 7$ ps. De hecho, el valor real de t_r es algo inferior al obtenido a partir de f_0 , porque

hay un cierto margen (por arriba) entre la frecuencia de -3 dB especificada por el fabricante y la real.

5.4.1 Escala y posición vertical

La figura 5.11 muestra la estructura del sistema de desviación vertical y la figura 5.12 es el esquema eléctrico del selector de entrada. En la posición DC se conecta directamente la señal de entrada al atenuador. En la posición AC se bloquea el paso a la corriente continua—y se atenúan las frecuencias inferiores a unos 10 Hz—de modo que se pueden medir señales alternas (que no sean de muy baja frecuencia) superpuestas a niveles de tensión continua altos. Por ejemplo, transitorios en señales TTL, rizado en fuentes de alimentación, etc. En la posición AC aumenta la resolución para señales alternas, pero las señales de muy baja frecuencia pueden quedar inadvertidamente atenuadas. El condensador que bloquea la tensión continua está situado antes del atenuador vertical, de modo que la impedancia equivalente de entrada del osciloscopio aumenta a muy baja frecuencia, pero la tensión representada es menor que la real.

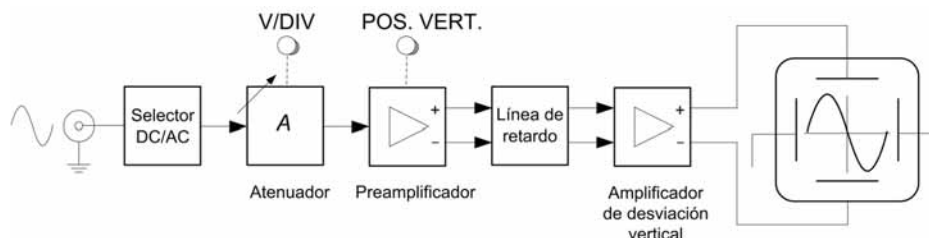


Figura 5.11 Estructura del sistema de desviación vertical de un osciloscopio. Las etapas anteriores a la línea de retardo son comunes a los osciloscopios analógicos y de memoria digital.

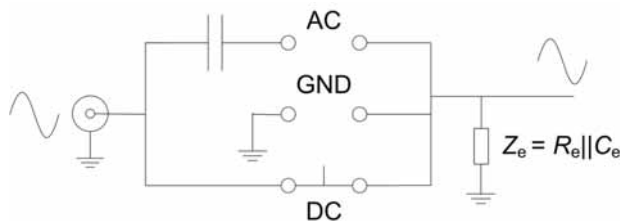


Figura 5.12 El selector de entrada vertical de un osciloscopio permite seleccionar la forma de acoplar la señal (DC/AC), o conectar a masa la entrada del canal.

La posición GND es la de referencia: la señal de entrada queda desconectada (no se cortocircuita) y se conecta la entrada del osciloscopio a masa (0 V). En osciloscopios de frecuencia superior a unos 200 MHz se dispone, además, de un selector adicional que establece una impedancia de entrada de $50\ \Omega$, frente a la habitual de $1\ \text{M}\Omega$ en paralelo con una capacidad entre 10 pF y 80 pF.

El *atenuador* determina la amplitud de la señal presente a la entrada del amplificador vertical. Para que al medir tensiones no aparezcan efectos de carga variables con la frecuencia, el atenuador debe presentar una impedancia constante a todas las frecuencias; es decir, debe ser un *atenuador compensado* (figura 5.13). Para compensar la atenuación a alta frecuencia, debida a la inevitable capacidad de entrada del amplificador C_1 , hay que añadir una impedancia externa Z_2 ,

$$Z_2 = \frac{R_2}{1 + j\omega R_2 C_2} \quad (5.4)$$

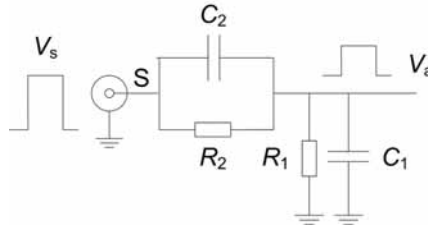


Figura 5.13 Atenuador compensado dispuesto en la entrada de un osciloscopio. Cada impedancia es la equivalente de una combinación de resistencias y condensadores en serie y en paralelo.

Dado que la impedancia de entrada del amplificador es

$$Z_1 = \frac{R_1}{1 + j\omega R_1 C_1} \quad (5.5)$$

la tensión presente en dicha entrada será

$$V_a = V_s \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2} \quad (5.6)$$

Si R_2 y C_2 se eligen de forma que $R_2 C_2 = R_1 C_1$, se tendrá

$$\frac{V_a}{V_s} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (5.7)$$

que es una relación independiente de la frecuencia. No obstante, la impedancia vista desde el nodo S es $Z_1 + Z_2$, que sí depende de la frecuencia.

Si se dispone de un conjunto de valores para R_2 , con los correspondientes condensadores C_2 , se puede lograr que la tensión V_a tenga siempre el mismo margen de valores, acomodando así al osciloscopio tensiones de entrada V_s muy dispares. Esto facilita el diseño del amplificador posterior porque puede tener ganancia constante.

La atenuación máxima suele ser del orden de 500:1, en una secuencia 1-2-5-10. Con esta secuencia, los cambios de sensibilidad correspondientes, expresados en decibelios, son prácticamente iguales. El cambio de una a otra atenuación se realiza mediante el control V/DIV situado en el panel frontal.

La incertidumbre relativa en la relación de atenuación es del 3 % al 1,5 %. Al medir tensiones sobre la pantalla hay que considerar además la resolución, que, en el mejor de los casos, es del orden de $\pm 1/25$ de la amplitud de una división principal. Para medir tensiones con baja incertidumbre, hay que emplear un voltímetro digital, con un ancho de banda adecuado.

El amplificador de desviación consta de varias etapas con ganancia fija, porque así tiene mejor estabilidad y mayor ancho de banda. No obstante, en el panel frontal (junto con el control V/DIV) a veces hay un ajuste fino de ganancia (GAIN VERNIER) que permite tener una ganancia intermedia, con ajuste continuo, entre los pasos calibrados establecidos por el atenuador.

Si la atenuación máxima A es, por ejemplo, 500:1, la ganancia G es de 2000, y la tensión de desviación necesaria V_d es de 20 V, la tensión máxima de entrada al canal deberá cumplir

$$V_s = \frac{A \times V_d}{G} \quad (5.8)$$

Con los valores de este ejemplo, este máximo es de 5 V, mientras que la tensión mínima (atenuación 1) sería de 10 mV. Los osciloscopios normales aceptan de 8 mV a 40 V (desde 1 mV cada división hasta 5 V cada división). Con

sondas divisores externas se pueden medir tensiones hasta 1000 veces mayores. En el extremo opuesto, hay osciloscopios especiales con sensibilidades de incluso 10 μV cada división.

La etapa de amplificación final tiene salida diferencial. Así se aumenta la linealidad de la desviación y se rechazan las señales de interferencia de modo común, pues se representa sólo la diferencia entre las dos tensiones, no sus valores absolutos.

Si en este amplificador se suma a la señal una tensión continua ajustable, es posible variar la posición vertical del trazo en la pantalla. Este control es accesible en el panel frontal (VERTICAL POSITION). Si está situado antes que el GAIN VERNIER, el ajuste de ganancia afecta tanto al nivel de continua de la señal como al nivel de posicionamiento. En caso contrario, no. Cada situación tiene sus ventajas, pero normalmente el control de posición es el último.

En los osciloscopios analógicos para señales con tiempo de subida inferior a unos 50 ns, entre el preamplificador y el amplificador de desviación vertical, y después de la toma de señal de disparo, hay una *línea de retardo*, impresa o coaxial. Esta línea de retardo retrasa la llegada de la señal vertical a las placas, para dar tiempo a que los circuitos de disparo y la base de tiempos den su señal a las placas horizontales. Así se puede observar la parte inicial del flanco de subida de la señal que dispara al osciloscopio, e incluso parte de la señal previa al instante de disparo. Si la salida del preamplificador es ya diferencial (como suele ser habitual), debe haber una línea de retardo igual para cada rama. Los amplificadores del eje Z deben tener el mismo retardo que los del sistema de desviación horizontal.

5.4.2 Canales múltiples

Si se presentan en una pantalla dos o más canales, se pueden comparar señales, medir tiempos relativos entre ellas, estudiar relaciones entre la entrada y la salida de un sistema, etc. Pero presentar separada y simultáneamente dos señales con un osciloscopio analógico exige dos cañones o dos haces de electrones, y su coste es alto. Lo habitual es tener un único haz y dos sistemas de preamplificación y atenuación en la desviación vertical (figura 5.14). Un conmutador permite compartir el amplificador final de desviación vertical. La conmutación puede hacerse presentando alterna-

Cuando se dispone de varios canales hay distintas opciones para elegir las señales presentadas. Si hay dos canales A y B, puede que se permita visualizar: canal A, canal B, A y B (Alt/Chop), $A + B$, $A - B$, $A + (-B)$.

En la opción $A - B$, en el amplificador de la entrada A, que es diferencial, se toma B como entrada negativa y A como entrada positiva. Así se pueden hacer medidas diferenciales si antes de medir se igualan las características de la parte de los dos canales previa al amplificador. La señal de modo común no debe saturar al amplificador vertical. Si al mover los controles POS. VERT. o V/DIV (cambio de escala) hay saltos bruscos en la pantalla, es síntoma de que se produce alguna saturación.

La opción $A - B$ se puede aplicar, por ejemplo, para medir la tensión entre dos puntos que no están conectados a tierra, sin alterar el circuito (hay que recordar que el terminal de referencia del canal vertical está normalmente puesto a masa y ésta está conectada al conductor de protección de la alimentación). También permite quitar el nivel de continua de señales de baja frecuencia, sin distorsionarlas como haría el selector de entrada AC/DC; para ello basta aplicar una tensión continua al otro canal y restar. Recíprocamente, si se conecta una señal simultáneamente a dos canales, uno acoplado en continua y el otro acoplado en alterna, y se restan, se obtienen las componentes de baja frecuencia de la señal, determinadas por el filtro de acoplamiento en alterna del canal vertical.

En la opción $A + (-B)$, en el amplificador de desviación vertical, que es diferencial, se suma A con B invertida. Esta opción permite hacer también medidas diferenciales, aunque con cualidades inferiores a las de la opción $A - B$, porque idealmente las ganancias de los amplificadores A y B deberían ser iguales, de modo que al aplicar la misma señal a los dos canales se obtuviera una salida nula. Pero, a diferencia de los atenuadores de cada canal, esta ganancia no es ajustable.

Muchos osciloscopios digitales pueden presentar simultáneamente varios canales sin necesidad de conmutar de unos a otros. Pero nunca es una presentación en tiempo real.

5.5 Sistema de desviación horizontal en osciloscopios analógicos

La función del sistema de desviación horizontal en un osciloscopio analógico es desplazar a velocidad uniforme el punto luminoso, de izquierda a derecha de la pantalla, representando el eje de tiempos, o bien representar fielmente una señal de entrada (modo X-Y, figuras de Lissajous). Durante el retorno de la señal de barrido a la posición de la izquierda de la pantalla, mientras no hay barrido (esperando el disparo) y durante la conmutación de uno a otro canal en modo *chopper*, se suprime el punto luminoso. La estructura de este sistema se muestra en la figura 5.15. El conjunto del generador de barrido y el circuito de disparo constituye la *base de tiempos* del osciloscopio.

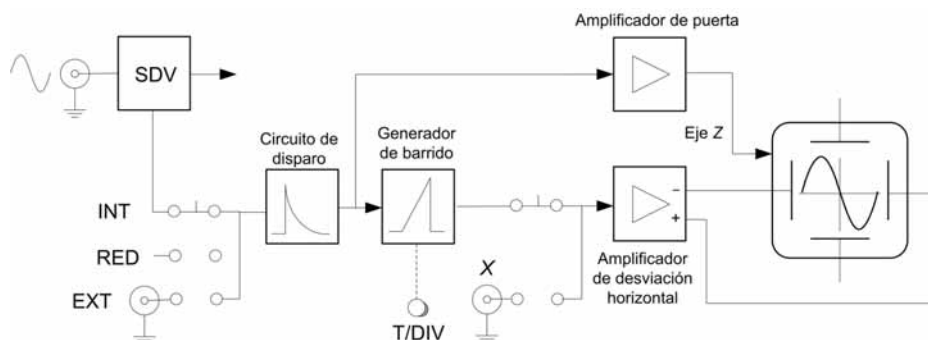


Figura 5.15 Estructura del sistema de desviación horizontal de un osciloscopio analógico. El punto luminoso se desplaza de izquierda a derecha con una velocidad que depende de la pendiente de una rampa de tensión interna, o según la amplitud de la tensión aplicada a la entrada X.

5.5.1 Generador de barrido

El generador de barrido produce una señal con forma de diente de sierra, con una rampa de tensión que provoca el desplazamiento del haz de izquierda a derecha y una caída brusca que provoca el retorno rápido del haz de derecha a izquierda (*flyback*), durante el cual se suprime la intensidad del haz. La relación entre el tiempo necesario para que el punto luminoso se desplace una cierta distancia y esta distancia, se denomina *coeficiente de barrido* (*sweep coefficient*); su valor inverso es la *velocidad de barrido* (*sweep rate*). El generador de barrido suele basarse en el *integrador Miller*, que es un circuito donde se carga un condensador con corriente constante,

convirtiendo así un escalón de entrada (procedente del circuito de disparo) en una señal con forma de diente de sierra. La constante de tiempo del circuito viene determinada por una resistencia y un condensador. Éste se conmuta para establecer las distintas velocidades de barrido calibradas (control TIME/DIV o T/DIV en el panel frontal), mientras que la resistencia se usa para un ajuste fino del tiempo de barrido entre pasos calibrados, normalmente reduciendo su velocidad. Cuando la velocidad de barrido está calibrada, el cociente entre el número de divisiones que separan dos puntos equivalentes y consecutivos de una señal, y la velocidad de barrido, da el periodo de la señal. La incertidumbre relativa es del orden del 1 % al 3 %, mucho peor, pues, que la de los frecuencímetros digitales (capítulo 6).

Las velocidades de barrido ofrecidas van desde 200 ps por división hasta 5 s por división, en una secuencia 1-2-5-10. Suele haber, además, un multiplicador (MULTIPLIER) con variación continua, o en dos saltos de 5 y 10, que ofrece una velocidad de barrido más rápida con ajuste continuo (o 5 y 10 veces mayor, respectivamente). Esta *expansión de barrido* permite que una parte de la imagen se expanda para cubrir toda la desviación nominal horizontal de la pantalla.

Cada barrido dura un tiempo igual al producto de la velocidad de barrido por el número de divisiones horizontales, normalmente 10. Una vez acabado un barrido no conviene que se produzca otro antes de que el condensador del integrador se haya descargado completamente. Para ello, al terminar el barrido se genera un pulso que dura hasta que haya finalizado dicha descarga. Este pulso se usa para bloquear el circuito de disparo de posibles activaciones durante este tiempo (que varía en función de T/DIV) (figura 5.16).

En algunos osciloscopios, este periodo de *bloqueo de disparo* (HOLD OFF) se puede ajustar para obtener una imagen estable en situaciones complejas. En estos casos, el margen de variación del tiempo de bloqueo queda establecido internamente, de forma directa, en consonancia con la duración de barrido elegida (T/DIV). De hecho, dichas situaciones complejas pueden resolverse también con el ajuste fino de T/DIV, pero éste hace perder la calibración del eje horizontal. Con el control HOLD OFF se ajusta la duración total del ciclo de presentación y se mantiene calibrado el tiempo de presentación (barrido horizontal).

El bloqueo de disparo entre barridos implica que un osciloscopio analógico no puede compararse a una ventana por donde se mira continuamente la evolución de la señal, sino más bien a un proyector de diapositivas de fragmentos de dicha señal superpuestos.

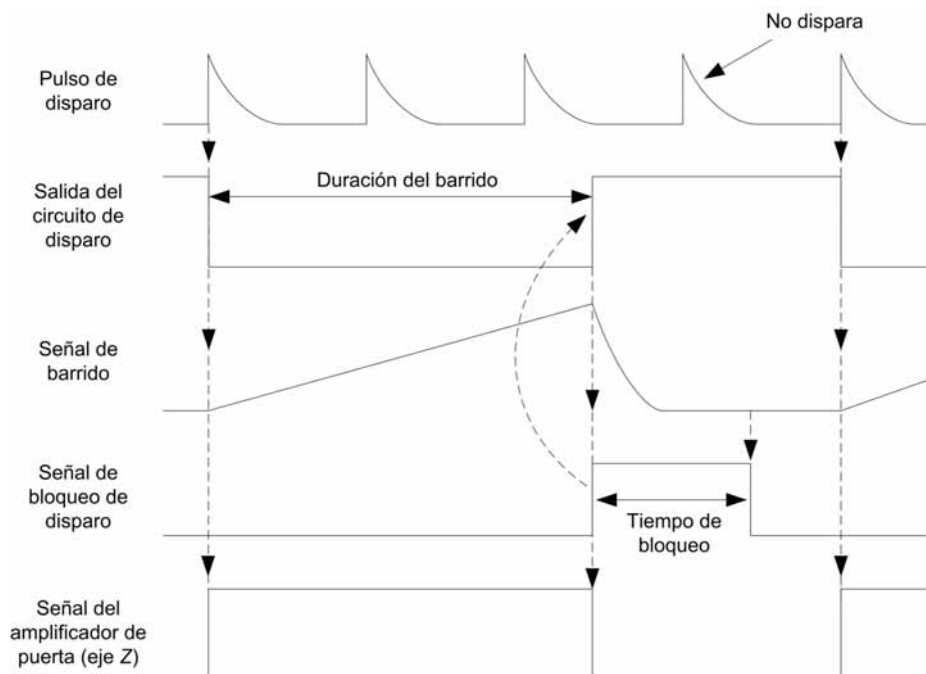


Figura 5.16 La función del circuito de bloqueo de disparo (hold off) es retardar el inicio de un barrido de la pantalla durante un tiempo determinado, que a veces se puede ajustar.

5.5.2 Circuito de disparo

Este circuito obtiene, a partir de la señal de disparo elegida (interna o externa), un pulso que inicia finalmente al integrador Miller, sincronizando así el barrido con la señal que se desea observar, y, además, controla el amplificador de puerta (eje Z).

Si no hubiese circuito de disparo, sólo se obtendría una imagen estable cuando la duración de la rampa más el tiempo de bloqueo de disparo fuera un múltiplo del periodo de la señal que se está presentando. Esto sería una limitación grave porque puede suceder que una señal no sea periódica o bien que, aun siéndolo, la parte que se quiera observar sea muy

breve en comparación con el periodo. Interesa, pues, tener un *barrido sincronizado* que se produzca a partir de un punto elegido y sólo durante un cierto tiempo. La figura 5.17 muestra una señal con y sin barrido sincronizado. Cuando no hay sincronismo, la señal se “desplaza” por la pantalla sin que se consiga obtener una imagen fija, y su brillo es menos intenso porque en cada barrido se produce el trazo en una zona distinta, de manera que el haz permanece menos tiempo en cada punto.

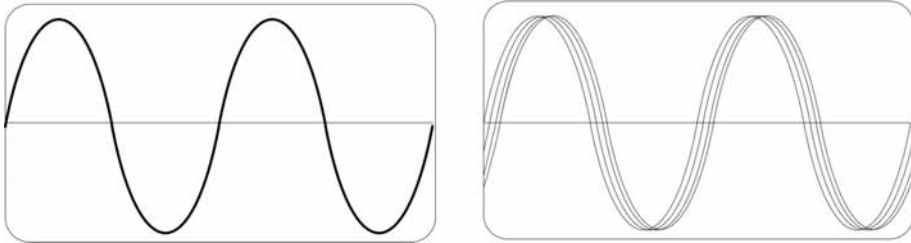


Figura 5.17 Presentación de una señal en un osciloscopio analógico con y sin sincronismo de disparo.

La *fente de disparo* puede ser una señal externa (EXT), la señal de la red eléctrica (50 Hz, 60 Hz) (LINE), o una señal interna (INT). Con el *disparo externo*, la señal que controla la base de tiempos se aplica externamente y el disparo se hace independientemente de todos los controles verticales. Su umbral se indica directamente en niveles de tensión, p. ej. 100 mV. La entrada suele disponer de un atenuador para evitar saturaciones internas y a la vez atenuar el ruido (junto con la señal). Si el disparo se realiza a partir de una señal tomada (internamente) de la red eléctrica, se pueden descubrir interferencias debidas a ésta o sintonizar un generador a dicha frecuencia y sus múltiplos.

En el *disparo interno*, la señal que controla la base de tiempos se produce en un circuito interno sobre el que actúa la magnitud observada. Dicha señal se deriva de uno de los canales verticales y viene afectada por el selector de entrada y por el atenuador vertical. Los otros controles del canal vertical afectan sólo si actúan antes del punto donde se deriva la señal hacia el circuito de disparo. El umbral de disparo se indica por el número de divisiones (verticales) que debe ocupar la señal en la pantalla para poder disparar. Si hay varios canales con frecuencias múltiplos unas de otras, hay que dis-

parar con la señal de frecuencia más baja. Las señales cuya frecuencia no sea múltiplo de ésta producirán una imagen inestable.

El *selector de disparo* determina el modo de acoplamiento de la señal de disparo (continua, alterna, alterna con altas o bajas frecuencias filtradas) y la pendiente elegida para el disparo (ascendente, descendente). Si la señal no es simétrica, puede interesar el disparo con uno u otro flanco ya que conviene poner siempre el nivel de disparo en el punto de máxima pendiente (para reducir los efectos del ruido, apartados 6.3 y 6.7.1).

El control de nivel de disparo (LEVEL), permite seleccionar el punto de inicio del barrido. Con este control se determina el nivel de tensión continua en la entrada de un comparador. En la otra entrada se pone la señal elegida para iniciar el disparo, acoplada según se haya elegido.

El *modo de disparo* se refiere a la repetición de los barridos. En el modo NORMAL, el punto de disparo viene determinado por el nivel seleccionado, y no hay barrido hasta que se alcanza dicho nivel. En el denominado modo automático (AUTO TRIGGER), si al cabo de un tiempo fijo (de 0,2 s a 0,5 s), o de un tiempo que depende de la duración de barrido elegida, después del último disparo no se ha producido otro, se inician libremente barridos sucesivos. En cuanto hay una nueva señal de disparo, se acaba el barrido en curso y se vuelve a esperar el tiempo correspondiente. Este modo automático permite obtener un trazo visible en la pantalla, tanto si hay señal vertical como si no la hay. En este caso, con el disparo normal no se sabría si o bien no hay una señal o bien ésta no alcanza el nivel de disparo. No obstante, si el modo automático se basa en un tiempo de espera constante, no se puede usar con señales cuya frecuencia de repetición sea lenta.

5.5.3 Amplificador de desviación horizontal

El amplificador de desviación horizontal suministra a las placas de desviación horizontal una señal diferencial de amplitud adecuada al coeficiente de desviación de dichas placas, y con la forma determinada por la base de tiempos. Dado que sólo debe procesar señales en forma de diente de sierra, con amplitud alta constante y frecuencia relativamente baja, las exigencias de ganancia y ancho de banda son menores que para el amplificador de desviación vertical. Sin embargo, si se desea hacer medidas en modo X-Y, todo el canal X debe tener las mismas características que el canal Y.

Una variación en la ganancia de este amplificador permite expandir la señal en dirección horizontal (MAGNIFIER, MULTIPLIER). Este aumento de resolución en el eje de tiempos, sin necesidad de cambiar nada más, se obtiene sin cambiar el punto de disparo, como sucedería si se accionara el conmutador de la base de tiempos (T/DIV). Permite, además, estudiar fragmentos de toda una señal visualizada.

Otro control que incide en esta etapa de amplificación es el de posición horizontal (X-POS, POSITION). Su acción se basa en sumar un nivel de tensión continua a la señal de la base de tiempos, de forma que su ajuste permite variar la posición del punto sobre la pantalla, en dirección horizontal. Este control está situado antes de la etapa donde se varía la ganancia citada anteriormente.

5.5.4 Bases de tiempos dobles

Para facilitar el análisis de las señales, algunos osciloscopios poseen dos bases de tiempos, denominadas base principal y base retardada. La *base principal* es una base de tiempos normal. La *base retardada* empieza su barrido un cierto tiempo después (*delay time*) de iniciado el barrido principal y acaba, como siempre, al alcanzar el borde derecho de la pantalla. Su disparo suele tener las mismas opciones de selección que la base principal, excepto la red eléctrica, y funciona haciendo siempre un barrido único.

El nivel de disparo de la base retardada, que determina el punto de disparo y en definitiva el retardo, se establece con un potenciómetro multi-vuelta (10 vueltas) desde 00,0 hasta 10,0 (DELAY MULTIPLIER). El tiempo de retardo depende de la posición del control T/DIV de la base principal. Si el potenciómetro está bien calibrado, con este método se pueden hacer medidas de tiempo con menor incertidumbre que con la base principal.

La velocidad de barrido de la base retardada debe elegirse siempre más rápida que la de la base principal. De este modo se "amplifica" (expande horizontalmente) la señal visualizada. En algunos modelos el barrido de la base retardada puede iniciarse (según se elija), en cuanto se alcanza el retardo señalado, o bien cuando se reciba la primera señal de disparo a partir del instante en que se ha superado dicho retardo.

Según el modelo, en la pantalla pueden presentarse otras señales, aparte de la ofrecida por el barrido principal, intensificado en el punto correspondiente al retardo elegido. Algunas señales posibles son:

- La ofrecida por el barrido retardado (*delayed sweep*). Se ve la señal amplificada (y con la intensidad adecuada a pesar de ser un barrido más rápido, porque se suma una tensión a la señal que va al eje Z).
- Las obtenidas con un doble barrido: el barrido principal intensificado, y el barrido retardado alternativamente. Al final de cada barrido de la base principal (intensificada en la zona que se va a ampliar), se conmuta electrónicamente el amplificador de desviación horizontal a la base retardada, a la vez que se suma una señal continua al amplificador de desviación vertical en la zona donde opera el control de posición. De este modo se ven dos canales en la pantalla.
- La señal obtenida con un barrido mixto (*mixed*). En cuanto se alcanza el retardo prefijado, y por tanto empieza a funcionar la base retardada, es ésta la que controla la velocidad de barrido.

5.5.5 *Cursores y medidas digitales*

Los osciloscopios analógicos con presentación digital, en un indicador auxiliar, facilitan el análisis de señales pues reducen la incertidumbre y aumentan la velocidad de la medida. Las magnitudes medidas normalmente son: frecuencia, tensión, intervalo de tiempo y desfase.

Estos osciloscopios tienen una base de tiempos con doble retardo (figura 5.18). En éstas, en vez de comparar la rampa del barrido principal con una tensión continua que marca la entrada en funcionamiento de la base retardada, se hace esto la primera vez pero la segunda, es decir, al siguiente barrido, se compara con una tensión mayor, lo que supone un desplazamiento a la derecha del punto de inicio del nuevo barrido retardado. El barrido es tan rápido que en pantalla aparecen simultáneamente el punto inicial (START) y el final (STOP). Las tensiones correspondientes a estos dos puntos y sus posiciones se digitalizan con un convertidor A/D.

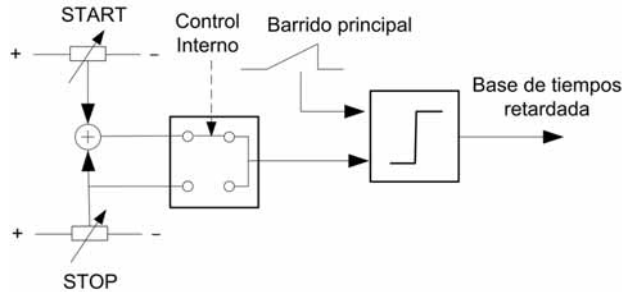


Figura 5.18 Base de tiempos con doble retardo. La rampa del barrido principal se compara con una tensión continua en un barrido y con una tensión continua mayor en el barrido siguiente.

Los puntos inicial y final entre los que se realiza la medida, los determina la tensión de salida de un convertidor D/A controlado por un microprocesador, y se sitúan pulsando sucesivamente un botón, o girando un mando, que provoca incrementos o decrementos. Las medidas realizadas con este método tienen menor incertidumbre porque, por una parte, el CAD tiene mayor resolución que la pantalla y, por otra, al hacer la diferencia, se cancelan las desviaciones que son constantes a lo largo del eje horizontal o vertical del osciloscopio. Pero en ningún caso se corrigen las desviaciones debidas al atenuador-amplificador de entrada del canal vertical.

5.5.6 Funcionamiento en modo X-Y

Los osciloscopios analógicos permiten representar no sólo la evolución temporal de una señal sino también la evolución de una señal respecto a otra. Para ello se aplica a un canal vertical la señal que se va a representar y a otro canal, designado como X (a veces un segundo canal vertical), se le aplica la señal de referencia. A la vez, esta señal de referencia se envía al sistema de desviación horizontal, en vez de enviar a éste la señal del generador de barrido. Si las dos señales son armónicas, se obtienen las denominadas *figuras de Lissajous*. Si por ejemplo son de la misma frecuencia y están desfasadas,

$$Y = Y_p \sin(2\pi ft + \varphi) \quad (5.9)$$

$$X = X_p \sin 2\pi ft \quad (5.10)$$

cuando $X = 0$, el valor de Y es

$$Y_0 = Y_p \sin \varphi \quad (5.11)$$

de manera que a partir de la elipse resultante (figura 5.19) se puede obtener

$$\varphi = \pm \arcsen \frac{Y_0}{Y_p} = \pm \arcsen \frac{\overline{CD}}{\overline{AB}} \quad (5.12)$$

El signo se determina a partir del sentido de giro del punto luminoso, de acuerdo con la clave de la figura 5.19. Para $\varphi = 0^\circ$ y $\varphi = 180^\circ$ se obtiene $CD = 0$, es decir, una línea recta; en el primer caso son una pendiente de 45° y en el segundo caso con una pendiente de 135° . Para $\varphi = 90^\circ$ y $\varphi = 180^\circ$ se obtiene $CD = AB$, es decir, una circunferencia cuya única diferencia es el sentido de giro del trazo en la pantalla.

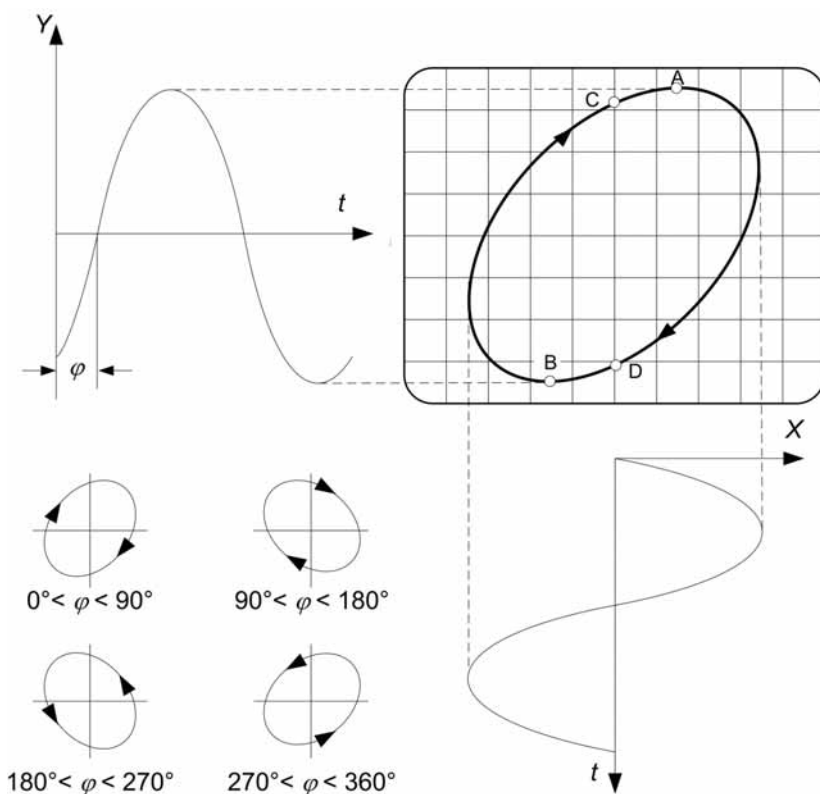


Figura 5.19 Elipse obtenida en un osciloscopio en modo X-Y con dos señales de la misma frecuencia pero desfasadas. El sentido de giro del punto luminoso determina el signo del desfase.

Para medir el segmento AB cómodamente basta poner el canal X a masa. En cualquier caso, los canales X e Y deben tener el mismo acoplamiento (DC, AC). Además, si no tienen la misma escala hay que convertir las lecturas en voltios antes de dividir las.

5.6 *Captura y disparo en osciloscopios digitales*

En un osciloscopio digital, el sistema horizontal se encarga de obtener las muestras de la señal y de presentar ordenadamente los puntos en la pantalla. Cuanto más rápida sea la velocidad de muestreo, mayor será la resolución en la forma de la señal visualizada y menor la probabilidad de perder detalles o transitorios esporádicos. Pero si se toman demasiadas muestras, la memoria de adquisición (memoria de entrada) puede quedar desbordada. Por esta razón, la frecuencia de muestreo (que se suele dar en muestras por segundo) queda establecida internamente en función de la duración del “barrido” (control T/DIV).

Si se desea visualizar un fragmento de la señal con duración T_y y la memoria tiene una longitud L (bytes), la frecuencia de muestreo f_s necesaria para llenar la memoria si cada muestra ocupa 1 B es

$$f_s = \frac{L}{T_y} \quad (5.13)$$

Si por ejemplo se desea visualizar un periodo de una señal de 1 MHz ($T_y = 1 \mu\text{s}$) y $L = 8 \text{ KiB}$, se dispondría T/DIV en $0,1 \mu\text{s}$ (para ver un periodo en las 10 divisiones). Para llenar la memoria haría falta $f_s = 8,192 \times 10^9$ muestras por segundo, que es una frecuencia de muestreo ciertamente elevada. Pero, dado que en la pantalla no podemos distinguir ni siquiera unos 500 puntos, sería suficiente una frecuencia de muestreo de $500/1 \mu\text{s} = 500 \times 10^6$ muestras por segundo. Si luego la entrada fuera de 1 kHz, para ver un periodo ($T_y = 1 \text{ ms}$) se dispondría la base de tiempos en $0,1 \text{ ms}$ por división, y si se mantuviera $f_s = 500 \times 10^6$ muestras por segundo, el número de muestras obtenido sería $L = 1 \text{ ms} \times 500 \times 10^6 / \text{s} = 5 \times 10^5$, que no cabrían en la memoria. El osciloscopio debe, pues, reducir automáticamente por 1000 la frecuencia de muestreo cuando la base de tiempos se dispone en una posición T/DIV 1000 veces más lenta.

La longitud de registro (*record length, memory length*) disponible para cada canal va desde unos 2,5 kB hasta 10 MB, e incluso más en modelos especiales. Es decir, la memoria de registro disponible tiene muchos más puntos que píxeles la pantalla. Cuanta más memoria, mayor es la frecuencia de muestreo posible para una determinada posición de la base de tiempos (T/DIV) y más largos son los eventos que se pueden registrar. También se pueden almacenar varias señales distintas e ir presentado fragmentos de cada una. Las frecuencias de muestreo ofrecidas (*digitizing rate*) superan las 5×10^9 muestras por segundo para cada canal, pero las muestras realmente registradas dependen del modo de adquisición elegido. La frecuencia de muestreo determina la resolución en las medidas de tiempo. La resolución de amplitud (*vertical*) normal es de 8 bit. La incertidumbre relativa depende de los amplificadores de entrada y de salida del canal vertical, que es del orden del 3 % de la tensión, como en los osciloscopios analógicos. La incertidumbre relativa del reloj que establece la frecuencia de muestreo es inferior al 0,01 %, mucho mejor que la del generador de barrido en osciloscopios analógicos.

Dado que la frecuencia de muestreo está limitada por la tecnología, se corre el riesgo de que cuando la señal de entrada sea rápida, el número de muestras capturadas sea demasiado pequeño para poder reproducir fielmente su forma (aceptando que el amplificador de entrada del canal vertical no la distorsione). El *criterio de Nyquist* dice que para reconstruir una señal muestreada, la frecuencia de muestreo debe ser al menos el doble del ancho de banda de la señal (incluyendo el ruido que tenga superpuesto, a pesar de que no nos interese). En caso contrario, aparecen frecuencias falsas (*alias*) (figura 5.20), que son la diferencia entre la frecuencia presente en la señal y la frecuencia de muestreo (de forma parecida a la anómala velocidad de giro de las ruedas de los carruajes observada en algunas películas). Para evitar *aliasing*, los osciloscopios digitales de alta frecuencia ofrecen la opción de reducir el ancho de banda de los canales verticales a 20 MHz.

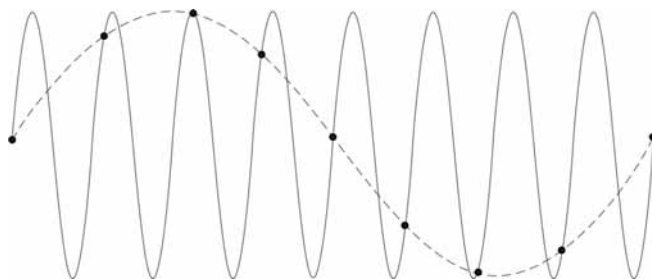


Figura 5.20 Señal falsa (alias) que aparece cuando se muestrea una señal con una frecuencia inferior a la frecuencia de Nyquist.

La fidelidad de la reconstrucción depende del método de interpolación empleado para “conectar” las muestras tomadas. El criterio de Nyquist se refiere a una interpolación ideal. Con interpolación lineal, es decir, uniendo los puntos (muestras) con segmentos rectilíneos, la frecuencia de muestreo debe ser al menos 10 veces el ancho de banda de la señal (figura 5.21). Interpolando con una función $(\sin x)/x$, basta muestrear a una frecuencia 2,5 veces mayor que el ancho de banda. (De hecho, $(\sin x)/x$ es el interpolador ideal, pero su realización física es imperfecta, y de ahí el factor 2,5 en vez de 2). La interpolación lineal se emplea para señales cuadradas y pulsos, mientras que la interpolación con $(\sin x)/x$ se emplea para sinusoides.

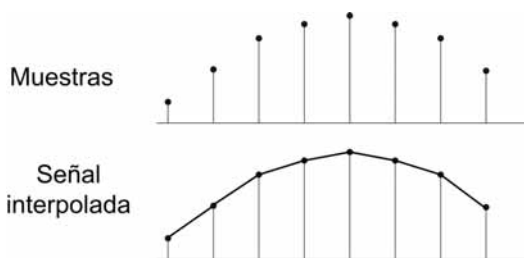


Figura 5.21 Si se aplica interpolación lineal a una señal sinusoidal, hay que tomar un número de muestras muy superior al del criterio de Nyquist.

El muestreo en tiempo equivalente (figuras 5.2b y 5.2c) permite reconstruir señales cuya frecuencia sea superior a la mitad de la frecuencia de muestreo, siempre y cuando sean repetitivas. El ancho de banda puede venir limitado entonces por el canal vertical. Por esta razón, en los osciloscopios de muestreo repetitivo secuencial, las muestras se toman antes del am-

plificador (figura 5.7). Tanto en estos osciloscopios como en los que utilizan muestreo repetitivo aleatorio, el ancho de banda para señales transitorias es muy inferior al especificado para señales repetitivas. Los osciloscopios con muestreo repetitivo secuencial tienen mejor resolución de amplitud y tiempo que los de muestreo repetitivo aleatorio.

5.6.1 Modos de adquisición

Los *modos de adquisición* (ACQUISITION MODES) se refieren a los distintos métodos disponibles para obtener un punto en la memoria de registro a partir de las muestras tomadas de la señal de entrada. Dado que las velocidades de muestreo y conversión A/D actuales permiten obtener muchos más puntos de los que caben en la pantalla, cada punto registrado puede ser el resultado de combinar muchas muestras sucesivas de la señal, y se registran muchos más puntos que píxeles. Hay que distinguir, pues, entre el intervalo de tiempo entre muestras, denominado *intervalo de muestreo* (*sample interval*), y el tiempo entre los puntos registrados, denominado *intervalo de señal* (*waveform interval*) (igual al tiempo entre puntos presentados), que es el asociado al control de la base de tiempos (T/DIV). Según (5.13), la duración del registro es el cociente entre su longitud (o profundidad de memoria) y la frecuencia de muestreo.

En la adquisición con muestreo directo (SAMPLE), cada muestra capturada se convierte en un punto del registro. Es decir, el intervalo de muestreo es igual al intervalo de señal.

En la *adquisición de valor de pico* (*peak detect mode*), el osciloscopio muestrea con la máxima velocidad independientemente de la posición de la base de tiempos (T/DIV), guarda los dos valores extremos de todas las muestras capturadas entre dos intervalos de registro, y presenta estos dos puntos. Si se emplea este modo en una posición muy lenta de la base de tiempos, y por consiguiente con un fragmento de señal largo, es posible ver transitorios muy breves incluso si están distanciados.

En la *adquisición con alta resolución* (HI RES), se promedia matemáticamente el valor de las muestras tomadas en un intervalo de registro, y se presenta el resultado. De esta forma se elimina el ruido y aumenta la resolución para señales lentas.

En la *adquisición de envolvente (envelope mode)* se procede de forma similar a la adquisición de pico, pero combinando los puntos máximo y mínimo de distintas adquisiciones para ver cómo evolucionan a lo largo del tiempo.

En la *adquisición del valor promedio (average mode)* sólo se guarda una muestra en cada intervalo de registro (como en el muestreo directo), pero en lugar de presentar directamente el valor de la señal formada interpolando estas muestras, se presenta el valor medio de varias señales adquiridas consecutivamente. Así se reduce el ruido sin disminuir el ancho de banda, como sucede al adquirir con alta resolución. Pero ahora la señal debe ser repetitiva.

5.6.2 Modos de disparo

La captura de la señal en los osciloscopios digitales con muestreo en tiempo real o con muestreo repetitivo aleatorio, no viene condicionada por el disparo de una base de tiempos sino que se realiza continuamente, tras una orden (START, RUN), y no se detiene hasta recibir otra orden procedente del circuito de disparo. También se puede detener automáticamente, en función de criterios tales como el número de adquisiciones en un modo determinado.

Los *modos de disparo* se refieren a los diversos criterios que se pueden definir en la señal analógica para situar una referencia temporal en el registro que se va a presentar. La verificación de estos criterios se realiza con circuitos analógicos de alta velocidad. La posición horizontal del disparo (*horizontal trigger position*) corresponde a la ubicación de aquella referencia en la señal registrada. Así se pueden visualizar tanto los puntos anteriores como los posteriores al punto de disparo. Normalmente, a partir del punto de disparo se cuenta hacia atrás para elegir los puntos del registro que se presentarán como píxeles. Si se reduce la velocidad del contador, se tiene una expansión (*zoom digital*) de la señal presentada. Los osciloscopios con muestreo repetitivo secuencial no permiten ver los puntos previos al de disparo.

La fuente de disparo (interno, externo, red) y el selector de acoplamiento funcionan de la misma forma que en osciloscopios analógicos. El modo AUTOMÁTICO es igual, pero en modo NORMAL, si no

se produce la condición de disparo, se mantiene la última señal presentada.

El criterio más simple es el disparo por flanco. Algunos criterios más complejos son: disparo por velocidad de transición (*slew rate*), disparo cuando se detecta un transitorio (*glitch*) definido por una duración y una amplitud, disparo cuando un pulso tiene una anchura predeterminada (*pulse width*), disparo por fuera de tiempo (*time-out*) (para disparar al cabo de un tiempo de iniciado un pulso, sin esperar a que acabe), disparo por pulsos que rebasan un umbral pero son inferiores a otro, disparo por combinación lógica (digital) de varios canales, disparo por tiempos de establecimiento y retención, y disparo por señales de comunicaciones específicas.

La presentación en modo X-Y también es posible, pero la composición de las dos señales es puramente matemática, de modo que el diagrama no viene afectado por posibles diferencias en el ancho de banda de los canales vertical y horizontal.

5.7 Sondas para osciloscopio

La impedancia de entrada del atenuador compensado en el canal vertical de un osciloscopio es normalmente del orden de $1\text{ M}\Omega$ en paralelo con una capacidad de decenas de picofaradios. Esta impedancia es demasiado pequeña para algunas medidas de tensión y además depende de la frecuencia. Por ello, la mayoría de las medidas con osciloscopio se hacen con una sonda divisora externa. Lamentablemente, no hay una sonda "universal" sino que debe elegirse según el tipo de medida y según el osciloscopio.

5.7.1 Sondas de tensión pasivas

La figura 5.22 muestra una situación de medida típica: una fuente de señal V_o con resistencia equivalente R_o se conecta a un osciloscopio que tiene una impedancia de entrada $R_e||C_e$, mediante un cable coaxial de capacidad C_c . En continua, la tensión a la entrada del osciloscopio será

$$V_e = V_o \frac{R_e}{R_e + R_o} \quad (5.14)$$

y en alterna

$$V_e = V_o \frac{Z_e}{Z_e + R_o} \quad (5.15)$$

donde Z_e incluye la impedancia de la capacidad del cable, $Z_e = R_e \parallel (C_e + C_c)$.

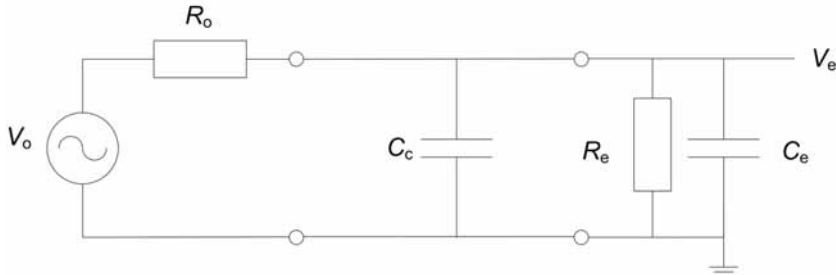


Figura 5.22 Circuito equivalente al medir tensiones con un osciloscopio: la resistencia equivalente de la fuente de señal y la impedancia de entrada del osciloscopio, junto con la del cable, forman un divisor de tensión.

Resulta, pues, que mientras en continua la atenuación es una constante y basta hacer R_e alta para tener poco efecto de carga, en cambio en alterna la atenuación aumenta con la frecuencia porque Z_e depende de la capacidad del cable y del osciloscopio. Si, por ejemplo, $C_e = 20$ pF y $C_c = 100$ pF (1,5 m de cable), a 1 MHz Z_e se reduce a 1,3 k Ω . Esto implica que al medir en puntos de un circuito donde la resistencia equivalente de salida (R_o) no sea muy baja, se tendrá un efecto de carga (atenuación) y un desfase. Algunos circuitos, como los osciladores, pueden incluso dejar de funcionar cuando se conecta una sonda en algún punto del circuito.

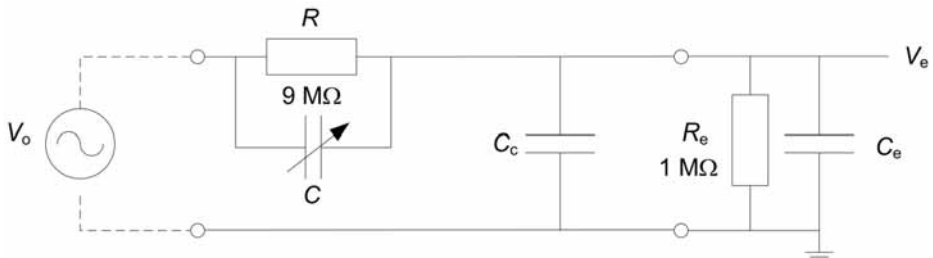


Figura 5.23 Fundamento de una sonda divisora para osciloscopio: se dispone una red RC con un condensador ajustable en el extremo lejano de un cable coaxial.

La alternativa de conectar la tensión al osciloscopio mediante un par de hilos separados, que tienen menor capacidad que el cable coaxial, conllevaría mayores interferencias por falta de apantallamiento. Una opción mejor es emplear una sonda divisora de tensión (figura 5.23), que ofrece

es emplear una sonda divisora de tensión (figura 5.23), que ofrece mayor resistencia de entrada y menor capacidad en paralelo que el osciloscopio solo, sin aumentar las interferencias, a costa de una atenuación (constante) de la señal.

La sonda incluye el cable coaxial y una red RC frontal, con un condensador ajustable y $R = 9 \text{ M}\Omega$, normalmente. Hay sondas que tienen R y C fijas pero incluyen una resistencia y un condensador ajustable en paralelo con R_e . Si $R_o \ll R + R_e$, la tensión a la entrada del osciloscopio es

$$V_e = V_o \frac{Z_e}{Z_e + Z} = V_o \frac{R_e}{R_e + R \frac{1 + j2\pi f R_e C_e}{1 + j2\pi f RC}} \quad (5.16)$$

donde $C'_e = C_e + C_c$. Si se cumple $R_e C'_e = RC$, queda

$$V_e = V_o \frac{R_e}{R_e + R} = \frac{V_o}{10} \quad (5.17)$$

que es independiente de la frecuencia, tal como se ha visto para el atenuador (interno) compensado del canal vertical (figura 5.13). Dado que C_e varía de un osciloscopio a otro, e incluso de uno a otro canal en el mismo osciloscopio, C es ajustable para poder lograr la condición de compensación en cada caso. Obviamente, la sonda no divide en sí misma la tensión sino que sólo actúa como divisor cuando está conectada a un osciloscopio que tenga la impedancia de entrada adecuada.

Para ajustar C se emplea la señal de CALIBRACIÓN o AJUSTE DE SONDA del propio osciloscopio, que es una onda cuadrada de 1 kHz. El ajuste compensa también la capacidad C_c del cable coaxial. La figura 5.24 muestra el proceso de ajuste completo. En la figura 5.24a, la tensión a la entrada del osciloscopio no alcanza la zona plana en las transiciones; se dice que la sonda está subcompensada (C es demasiado grande y la sonda forma un filtro pasa-bajas). Si se reduce C se obtiene el resultado de la figura 5.24b, que es la situación correcta. Pero si C se reduce demasiado, se obtiene una sobrecompensación pues en las transiciones se sobrepasa el nivel plano de señal (figura 5.24c) y la sonda actúa como un filtro pasa-altas.

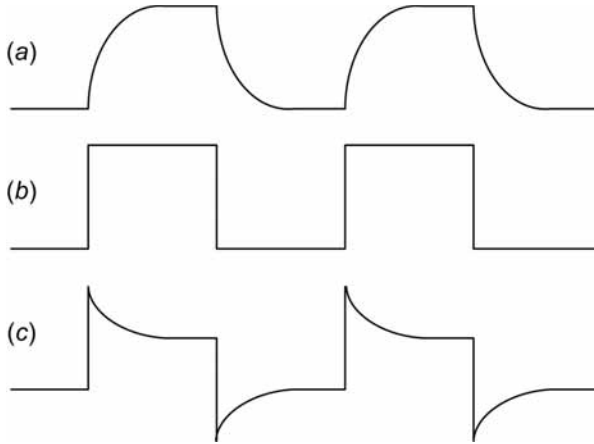


Figura 5.24 Señales obtenidas cuando una sonda de tensión divisora está: (a) subcompensada, (b) compensada, (c) sobrecompensada.

El ajuste de C para compensar la sonda se puede hacer también con una señal cuadrada de un generador de funciones. Pero si la frecuencia supera unos 100 kHz, puede que no se logre la compensación, porque el cable, una vez conectado, forma un circuito que tiene una inductancia que no se ha tenido en cuenta en el circuito equivalente de la figura 5.23.

Si la sonda se emplea para atenuar una señal que se va a utilizar para sincronismo externo, hay que considerar que la capacidad de la entrada EXT TRIG es distinta (en general, mayor) que la del amplificador vertical, y que interesa que el flanco de la señal sea muy rápido, no que se reproduzca bien la forma de la señal. Por ello, en este caso, interesa ajustar la capacidad de la sonda a su valor mínimo (sonda sobrecompensada, con sobrepasamiento en la respuesta).

La impedancia de entrada equivalente de la sonda conectada al osciloscopio, excluyendo la capacidad de la punta de la sonda al entorno (determinada por la parte de la sonda previa a la red RC), es

$$Z = \frac{R}{1 + j2\pi fRC} + \frac{R_c}{1 + j2\pi fR_c C_c} \quad (5.18)$$

La admitancia de la sonda compensada es

$$Y = \frac{1}{Z} = \frac{1 + j2\pi f R_e C'_e}{R + R_e} = \frac{1}{R + R_e} + j2\pi f C'_e \frac{R_e}{R + R_e} \quad (5.19)$$

Así, pues, la resistencia de entrada aumenta de R_e a $R_{in} = R + R_e$, mientras que la capacidad de entrada se reduce a

$$C_{eq} = C'_e \frac{R_e}{R + R_e} \approx \frac{C'_e}{10} \quad (5.20)$$

de modo que la sonda aumenta también la impedancia de entrada a alta frecuencia. Si se incluye la capacidad de la punta al entorno, C_p , la capacidad total de entrada de la sonda será

$$C_{in} = C_p + \frac{C'_e}{10} \quad (5.21)$$

que es del orden de 15 pF, frente a los 120 pF de C'_e . Por lo tanto, a igual resistencia R_o , se puede medir hasta frecuencias mayores. La impedancia de entrada total es del orden de $10 \text{ M}\Omega \parallel 15 \text{ pF}$, de forma que la atenuación por 10 sólo se cumple hasta frecuencias más o menos altas según sea el valor de R_o . Algunas sondas tienen un conmutador con dos posiciones: $1\times$ y $10\times$ (sin atenuación de tensión y con atenuación por 10).

La capacidad de entrada se puede reducir más aún, y por lo tanto se puede medir a frecuencias más altas sin distorsión de amplitud, usando una sonda divisora por 100. Se obtienen así impedancias del orden de $10 \text{ M}\Omega \parallel 3 \text{ pF}$, que ofrecen una atenuación fija hasta frecuencias mayores, pero el osciloscopio necesita mayor sensibilidad. Sirven también para medidas de alta tensión. Para medir tensiones de hasta 20 kV, hay sondas divisoras por 1000, con impedancias de entrada típicas de $100 \text{ M}\Omega \parallel 3 \text{ pF}$

Cuando no se miden amplitudes sino tiempos de subida, y en general a alta frecuencia, se usan osciloscopios con $50 \text{ }\Omega$ de resistencia de entrada, para lograr la adaptación de impedancias con la fuente de señal y así evitar reflexiones en los cables de conexión. Para que el tiempo de subida de la sonda sea rápido e influya poco en la medida, el condensador de entrada de la sonda debe ser pequeño. Para estas aplicaciones hay sondas pasivas miniatura que logran impedancias de $500 \text{ }\Omega \parallel 0,15 \text{ pF}$ con una atenuación de 10

en osciloscopios de $50\ \Omega$ y hasta 9 GHz. La tensión máxima de entrada que aceptan estos osciloscopios (sin sonda) es de unos $\pm 10\text{ V}$.

En las medidas diferenciales no basta con compensar cada sonda independientemente, pues puede haber un desequilibrio en las resistencias de entrada de cada canal, por su tolerancia, que aumente la incertidumbre debida a la tensión de modo común. La situación se puede modelar con el circuito de la figura 5.25, donde R_1 y R_2 representan las resistencias de las sondas y R_A y R_B son las resistencias de entrada respectivas de cada canal. Para simplificar el análisis no se consideran las capacidades, de modo que las conclusiones sólo valen en principio a baja frecuencia. La tensión diferencial a la entrada del osciloscopio, debida a la señal de modo común, V_c , debería ser nula porque la información está en V_d . Sin embargo, vale

$$\begin{aligned} V_A - V_B &= V_c \left(\frac{R_A}{R_1 + R_A} - \frac{R_B}{R_2 + R_B} \right) = V_c \left(\frac{1}{k_1 + 1} - \frac{1}{k_2 + 1} \right) \\ &= V_c \frac{k_2 - k_1}{(k_1 + 1)(k_2 + 1)} \end{aligned} \quad (5.22)$$

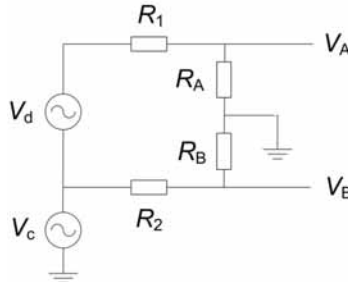


Figura 5.25 Circuito equivalente para una sonda diferencial a baja frecuencia.

Si no se igualan las dos relaciones de atenuación ($k_1 = k_2$), la tensión de modo común producirá una tensión de modo diferencial que no será debida a la señal que se desea visualizar, y por lo tanto será una interferencia. El ajuste de k_1 y k_2 actúa sobre la resistencia de la sonda. Dado que el ajuste se hace con la sonda conectada al osciloscopio, la salida mínima para una entrada de modo común determinada no se obtiene cuando $k_1 = k_2$ sino cuando las ganancias del conjunto sonda más atenuador más amplificador de cada canal (A y B) están apareadas (suponiendo que se mida en modo A – B).

La relación entre la tensión de modo común y la tensión de modo diferencial necesaria para producir la misma desviación del haz, se denomina *Relación de rechazo en modo común* (CMRR).

Si se consideran las capacidades, el resultado cualitativo es el mismo: los divisores de tensión en cada una de las dos líneas de entrada deben estar apareados. No basta con tener compensada en frecuencia cada línea. Las sondas diferenciales permiten utilizar el osciloscopio para medir señales diferenciales y otras señales que serían incompatibles con la entrada conectada a tierra de los osciloscopios alimentados desde la red eléctrica (Cuadro 5.1). Para baja frecuencia, hay sondas divisoras por 10 con impedancia de entrada $1\text{ M}\Omega \parallel 11\text{ pF}$ que ofrecen un CMRR de 86 dB hasta 1 kHz, que se reduce a 40 dB a 20 MHz.

5.7.2 Sondas de tensión activas

Las sondas pasivas sólo logran reducir su capacidad de entrada mediante una pérdida de sensibilidad. Las sondas activas, en cambio, ofrecen simultáneamente alta impedancia a frecuencias altas y alta sensibilidad. Se emplean para medir a frecuencias superiores a unos 250 MHz, en osciloscopios de $1\text{ M}\Omega$ o de $50\text{ }\Omega$. La configuración de la sonda es distinta en cada caso. También hay sondas activas diferenciales que ofrecen, por ejemplo, una impedancia de entrada de $100\text{ k}\Omega \parallel 0,5\text{ pF}$ a frecuencias superiores a 1 GHz, y tienen un CMRR de 60 dB a 1 MHz.

Las sondas de tensión activas tienen un amplificador FET interno, en la punta de la sonda (antes del cable), alimentado desde el osciloscopio, y con ganancia 1. Su campo de tensiones es, pues, limitado debido a que la salida del amplificador miniatura de entrada se satura pronto, pero pueden incorporar atenuadores para ampliarlo. El campo de entrada suele ser $\pm 2\text{ V}$, pero hay modelos con $\pm 10\text{ V}$.

La capacidad de entrada de las sondas activas es algo mayor que para las sondas pasivas miniatura. Las impedancias que se obtienen son del orden de $1\text{ M}\Omega \parallel 1\text{ pF}$ cuando la atenuación es de 10, y $20\text{ k}\Omega \parallel 1\text{ pF}$ cuando la atenuación es de 5.

5.7.3 Sondas de corriente

La intensidad de una corriente se puede medir con un osciloscopio haciéndola pasar por una resistencia y midiendo la caída de tensión en ésta. Pero este método exige insertar la resistencia en el circuito. Como alternativa se dispone de sondas que no necesitan conexión directa al circuito donde se mide, sino que una pinza abraza al conductor por donde circula la corriente que se desea medir. Si con la pinza de la sonda se abrazan dos circuitos con corrientes opuestas, se hacen medidas diferenciales. Además de no abrir el circuito, estas sondas suponen muy poco efecto de carga ($< 1 \text{ pF}$ y entre $30 \text{ m}\Omega$ y $100 \text{ m}\Omega$).

Hay dos clases de sondas de corriente: las de tipo transformador y las basadas en el efecto Hall. En las primeras, el conductor por donde circula la corriente que se va a medir actúa como primario de un transformador cuyo núcleo (de ferrita) es la cabeza de la sonda, donde va devanado el secundario. Obviamente sólo se pueden aplicar a la medida de corrientes alternas.

Las sondas basadas en el efecto Hall tienen un elemento Hall que detecta el campo magnético creado por la corriente que se desea medir y ofrece una tensión de salida proporcional a dicho campo y a una corriente de alimentación interna constante. Se pueden aplicar tanto para corrientes continuas como alternas.

Cualquiera que sea el tipo de sonda, el osciloscopio debe incorporar un amplificador o unidad especial para alimentarla. El alcance normal es de hasta 500 A para corriente continua y 20 kA para corriente alterna. La sensibilidad puede ser hasta 1 mA por división, y la frecuencia desde continua hasta 100 MHz . Hay sondas que alcanzan hasta 2 GHz pero que miden en bandas de frecuencia limitadas.

Cuadro 5.1 Compatibilidad entre señales e instrumentos

El primer criterio al elegir un instrumento de medida es que sea compatible con la señal que se va a medir. Esta compatibilidad se refiere cuando menos a los cuatro aspectos siguientes:

1. Niveles de tensión, corriente y potencia.
2. Efectos de carga.
3. Ancho de banda.
4. Tipo de salida y configuración de los terminales de entrada.

En primer lugar, los valores máximo y mínimo de la tensión, corriente y potencia de la señal no deben exceder ni los límites del campo de medida ni los límites que soporta la entrada del instrumento. Esta limitación se refiere no sólo a las señales que se van a medir, sino también a las tensiones no deseadas, como pueden ser las tensiones de modo común y las de modo aislado. Para las entradas de baja impedancia ($50\ \Omega$), la potencia máxima aceptable viene a veces especificada como límite de la tensión que se puede aplicar (5 V, 15 V).

En segundo lugar, el efecto de carga debido a la impedancia de entrada del instrumento debe ser inferior a la resolución que se desee en la medida. En caso contrario hay que modificar el modelo de la medida e incluir la atenuación debida al efecto de carga (figura C5.1). Para señales alternas, la atenuación implica una reducción de la amplitud y un desfase. Si la atenuación es constante y se tiene en cuenta en el modelo, el resultado de la medida puede ser perfectamente compatible. Se procede así, por ejemplo, al medir tensión con un osciloscopio y una sonda divisora. Si en cambio la atenuación depende de la frecuencia y la señal incluye más de una frecuencia, no es posible tener en cuenta dicha atenuación.

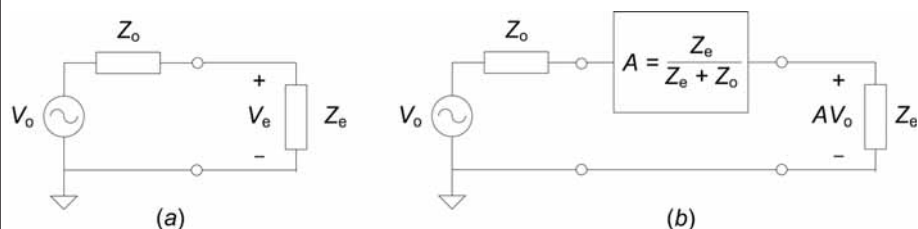


Figura C5.1 Efecto de carga al medir tensión y modelo modificado del circuito de medida para tenerlo en cuenta.

Cuando las señales son de alta frecuencia hay que considerar la longitud de los cables de conexión. El criterio de adaptación de impedancias ya no es entonces que la impedancia de entrada sea muy alta si se mide tensión o muy baja si se

mide corriente, para evitar atenuaciones excesivas. El objetivo es ahora evitar reflexiones en los cables, y el criterio es que la impedancia de salida de la fuente de señal sea igual a la impedancia característica del cable y a la impedancia de la carga (la entrada del instrumento de medida). Las impedancias características más comunes son $50\ \Omega$ y $75\ \Omega$. Para estimar cuándo conviene aplicar este nuevo criterio, se puede calcular la longitud de onda de la señal en el vacío (aunque en el cable se propagará algo más lentamente),

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^8\ \text{m/s}}{f} \quad (\text{C5.1})$$

donde f es la frecuencia de la señal. Si la longitud del cable supera $\lambda/10$, hay riesgo de reflexiones. Si, por ejemplo, $f = 100\ \text{MHz}$, $\lambda = 3\ \text{m}$, de modo que en una conexión de más de 30 cm hay que prever la posibilidad de reflexiones.

En tercer lugar, el ancho de banda del instrumento debe ser igual o mayor que el ancho de banda de la señal. El *ancho de banda de un instrumento*, normalmente definido para una atenuación de -3 dB, es el campo de frecuencias en el que la amplitud de la respuesta a una señal de entrada (tensión o corriente) está dentro de $\pm 3\ \text{dB}$ de la respuesta a las frecuencias en el centro del intervalo de frecuencia (figura C5.2). Si las frecuencias superior e inferior son, respectivamente, f_H y f_L , la frecuencia central se define como su media geométrica,

$$f_c = \sqrt{f_H f_L} \quad (\text{C5.2})$$

El ancho de banda de una señal se define de acuerdo con la información que aportan sus distintas frecuencias componentes. Se habla entonces de una frecuencia máxima $f_{\text{máx.}}$ y una frecuencia mínima $f_{\text{mín.}}$ y un ancho de banda $B = f_{\text{máx.}} - f_{\text{mín.}}$. La amplitud de las componentes a estas frecuencias extremas puede que sea muy pequeña respecto a las demás componentes (más de 3 dB por debajo). En general, la señal y el instrumento se consideran compatibles si $f_L < f_{\text{mín.}}$ y $f_H > f_{\text{máx.}}$. Una causa habitual de incompatibilidad es el acoplamiento de la entrada de un instrumento en alterna cuando $f_{\text{mín.}} < f_L$; otra causa es tener $f_H < f_{\text{máx.}}$ cuando se mide la potencia o el valor eficaz de una señal distorsionada.

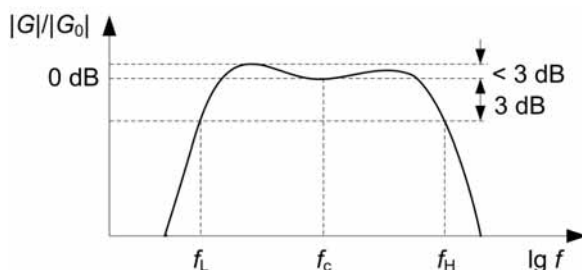


Figura C5.2 Ancho de banda a -3 dB para un instrumento de medida.

Los tipos de salidas se han definido en el Cuadro 2.6 y las configuraciones de circuitos de entrada en el Cuadro 3.4. Para saber si una salida y una entrada determinada son compatibles basta conectar los circuitos equivalentes respectivos y analizar las tensiones (o en su caso corrientes) que hay a la entrada del instrumento. En el circuito equivalente global hay que considerar explícitamente las impedancias de las conexiones (Z_A , Z_B), porque si bien normalmente son muy bajas (unos miliohms en serie con unos nanohenrys), cuando las corrientes son intensas o las frecuencias son elevadas, en dichas impedancias se producen fácilmente caídas de tensión de milivoltios. En el circuito equivalente también hay que incluir las tensiones de modo común y de modo aislado que pueda haber entre la fuente de señal y tierra. La magnitud de estas tensiones puede ser difícil de medir si su impedancia equivalente de fuente (impedancia de modo común, Z_{mc} , o de modo aislado, Z_{ma}) es alta, pero sus efectos se reconocen por una lectura no nula del instrumento cuando debiera serlo. Para garantizar la compatibilidad, la caída de tensión entre los bornes de entrada del instrumento de medida debida a las tensiones de modo común y de modo aislado debe ser inferior a la resolución deseada.

En la figura C5.3 se analizan tres conexiones para una señal asimétrica conectada a tierra. En el caso (a), la señal asimétrica se conecta a una entrada conectada a tierra en un punto distinto (por ejemplo, un osciloscopio). Si la diferencia de potencial entre las tomas de tierra 1 y 2 es mayor que la resolución deseada en la medida, la conexión es incompatible. En el apartado 2.5 y en el Cuadro 2.2 se muestra cómo pueden aparecer diferencias de potencial entre dos tomas de tierra distintas. Si se conecta la misma señal a un instrumento con entrada flotante (caso (b)) (por ejemplo un osciloscopio alimentado con baterías o un voltímetro), la conexión es compatible si el CMRR atenúa la señal de modo común por debajo de la resolución de medida deseada. Un instrumento con entrada diferencial conec-

tada a tierra (por ejemplo un osciloscopio con una sonda diferencial), puede ser también compatible (caso (c)). Para tener un CMRR suficientemente elevado hay que garantizar $Z_L \gg Z_B$ en el caso (b) y $Z_C \gg Z_B$ en el caso (c). En este caso hay que mantener además una impedancia similar entre cada terminal de entrada (H, L) y masa. Para no degradar ni desequilibrar Z_C , hay que evitar las conexiones externas entre las entradas H y L y masa.

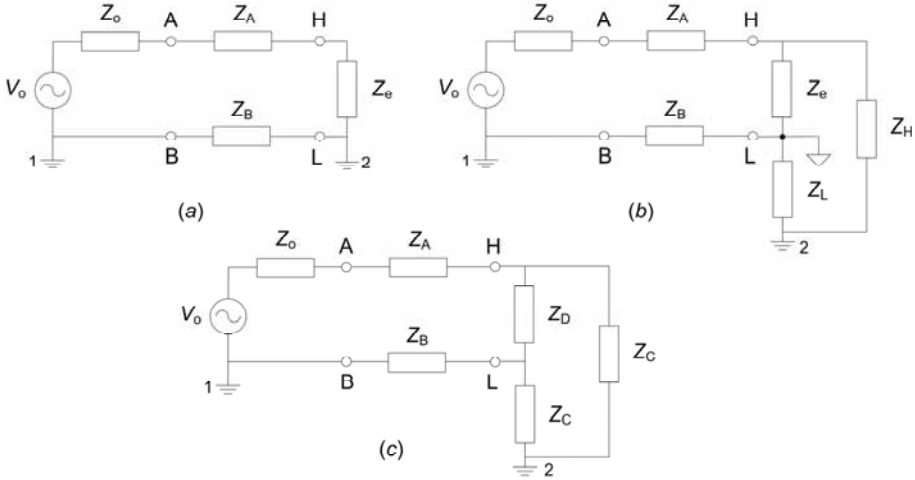


Figura C5.3 Salida asimétrica conectada a tierra y entrada (a) conectada a tierra, (b) flotante y (c) diferencial conectada a tierra.

Una señal asimétrica flotante con tensión de modo común puede ser compatible con una entrada conectada a tierra (figura C5.4a) si dicha tensión es pequeña o su impedancia equivalente Z_{mc} es muy alta. Para unas mismas V_c y Z_{mc} , la compatibilidad es más probable si la entrada es flotante (caso (b)) o diferencial (caso (c)).

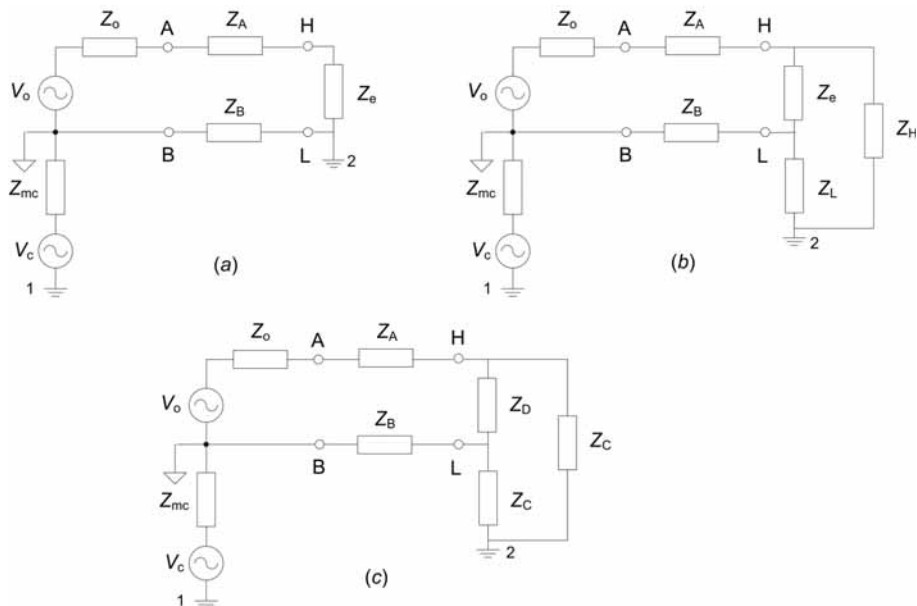


Figura C5.4 Salida asimétrica flotante con tensión de modo común y entrada (a) conectada a tierra, (b) flotante y (c) diferencial conectada a tierra.

Una salida diferencial conectada a tierra (figura C5.5) exige cuando menos una entrada flotante (caso (a)) o diferencial (caso (b)) que tengan un CMRR suficiente. Si la salida diferencial es flotante y tiene una tensión de modo aislado elevada, exige una entrada diferencial flotante capaz de soportar la tensión de aislamiento respecto a tierra (caso (c)). Esta configuración de entrada es propia de algunos voltímetros digitales de gama alta.

En todos los casos, las situaciones más favorables en cuanto a las tensiones de modo común son aquellas en las que o bien dichas tensiones son nulas o bien su impedancia equivalente de salida (Z_{mc}) es muy alta. Las situaciones más desfavorables son en cambio aquellas con Z_{mc} muy pequeña y tensión de modo común no nula.

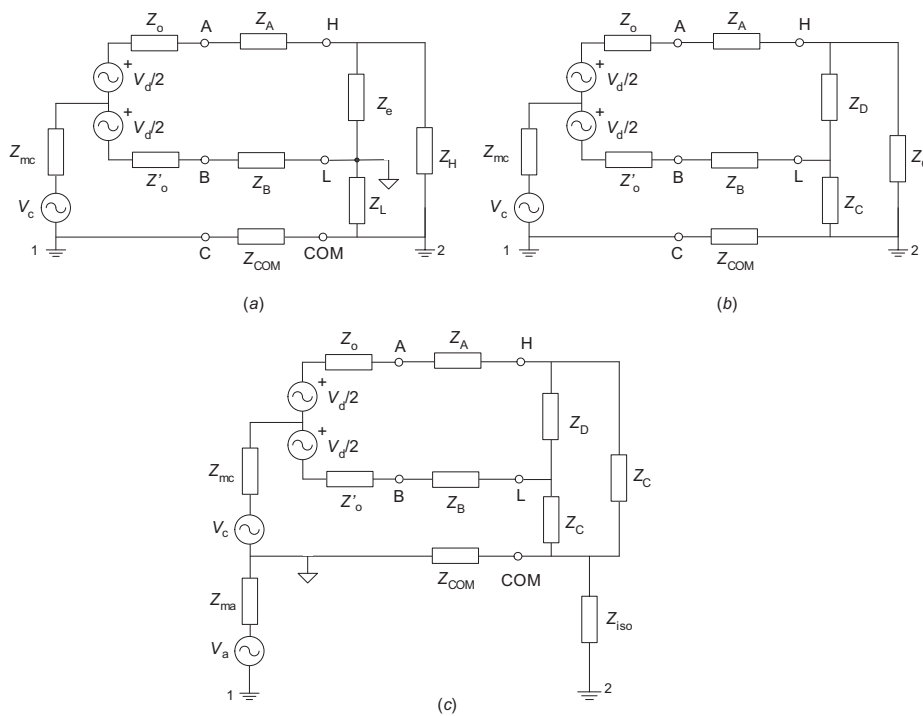


Figura C5.5 Salida diferencial con tensión de modo común y entrada (a) flotante y (b) diferencial conectada a tierra. (c) Salida diferencial con tensión de modo aislado y entrada diferencial flotante.

6. Frecuencímetros y contadores

La medida de tiempos y frecuencias es un campo donde se aplicaron los métodos digitales a principios de la década de 1950, mucho antes, pues, de que se desarrollaran los circuitos integrados (a finales de la década de 1960), obteniéndose ya entonces resoluciones de 100 ns y medidas de frecuencia hasta 10 MHz. La evolución de los circuitos digitales y de los elementos de presentación alfanumérica ha permitido el desarrollo de instrumentos mucho más pequeños y fáciles de utilizar, a pesar de incorporar un mayor número de funciones. En este capítulo se describen los modos de funcionamiento de estos instrumentos para poderlos aplicar a medidas de tiempos y de frecuencia que tienen gran interés en electrónica digital y en comunicaciones, y se analizan las componentes de su incertidumbre de medida. Aunque con los cursores de los osciloscopios digitales también se pueden hacer muchas de las medidas propias de los contadores, éstos poseen mejor resolución e incertidumbre y tienen numerosas funciones predefinidas que facilitan las mediciones.

6.1 *Función y tipos de frecuencímetros*

Un *contador* (totalizador, acumulador) es un instrumento que cuenta el número de eventos producidos entre un instante inicial y un instante final, elegidos a voluntad, y presenta el resultado de forma numérica.

La *frecuencia* de una señal repetitiva es el número de ciclos de dicha señal que ocurren por unidad de tiempo. Un *frecuencímetro* es un instrumento que mide la frecuencia de una señal. Al igual que los contadores, los frecuencímetros se basan en contar un número de eventos, pero durante un tiempo conocido con poca incertidumbre y determinado internamente.

Dado que la frecuencia y el tiempo están muy relacionados entre sí, muchos frecuencímetros, además de contar y de medir frecuencia, miden diferencias de frecuencia, período (de señales repetitivas), intervalos de tiempo (en pulsos) en una señal o entre dos señales, desfase, anchura de pulsos, ciclo de trabajo (*duty cycle*), etc. Muchos frecuencímetros permiten incluso promediar y hacer cálculos estadísticos con los tiempos o frecuen-

cias medidas, por ejemplo para caracterizar las fluctuaciones de eventos periódicos (*jitter*).

La clasificación de estos instrumentos obedece sobre todo a su función y alcance de medida. Se distingue así entre los que son frecuencímetros sólo (*frequency counters*) y los que son frecuencímetros y periodímetros, también denominados *contadores/temporizadores* (*frequency counters/timers*). Los frecuencímetros alcanzan desde unos 10 Hz hasta 150 MHz, 3 GHz e incluso 40 GHz. Los contadores/temporizadores miden desde muy baja frecuencia—continua—hasta 160 MHz, 300 MHz e incluso decenas de gigahercios. En ambos casos, a partir de 500 MHz se usan técnicas de conversión de frecuencia (reducción de una frecuencia alta a otra inferior), pues los circuitos integrados contadores sólo pueden manejar frecuencias menores.

El número de dígitos presentados determina la resolución del instrumento porque el menor cambio que se puede percibir es 1 LSD (*Least Significant Digit*). Hay modelos de 8 a 12 dígitos. No obstante, para caracterizar algunos frecuencímetros suele ser más interesante su sensibilidad en frecuencia, que viene determinada por el número de dígitos y el tiempo de puerta (apartado 6.5.4).

La estabilidad de la base de tiempos (reloj interno del contador) en los modelos sencillos es del orden de 3×10^{-7} /mes, pero hay modelos con derivas de solo 3×10^{-9} /mes e incluso inferiores. Esta estabilidad es muy importante porque la frecuencia de algunos sistemas de comunicación tiene una especificación muy estricta y, dado que para medirla sin falsearla hace falta un instrumento con una incertidumbre instrumental por lo menos de 3 a 5 veces menor, la exigencia final es elevadísima. Por ejemplo, en las estaciones base de sistemas GSM se exige una incertidumbre menor que $0,05 \times 10^{-6}$, de modo que la incertidumbre instrumental relativa del frecuencímetro debe ser inferior a 10^{-8} . Si la deriva del frecuencímetro es de 3×10^{-9} /mes, tiene que haber sido calibrado en los últimos tres meses (excluyendo otras magnitudes de influencia) para que su medición sea pertinente.

6.2 Esquema de bloques de un frecuencímetro-contador

La figura 6.1 muestra el esquema de bloques funcional de un frecuencímetro-periodímetro simple. Hay circuitos integrados monolíticos que incorpo-

ran todas las funciones representadas salvo el oscilador de cristal y la unidad de presentación. El núcleo funcional del instrumento es la unidad contadora y de presentación, que realiza la cuenta y presenta el resultado en código decimal. Cada década consta de: (a) un circuito (digital) contador hasta 10, cuya tecnología determina la máxima frecuencia que se puede medir; (b) una memoria que retiene la lectura: cuando se ha acabado de contar, se transfiere el resultado desde el contador a la memoria; (c) un decodificador (de BCD a 7 segmentos, o al código alfanumérico del sistema de presentación empleado); y (d) un elemento de presentación, de 7 segmentos (LCD o LED) u otro tipo de presentación, con su excitador. Si se desea una lectura continua del resultado conforme se va contando, por ejemplo en totalizadores (para contar eventos), o para sintonizar una frecuencia determinada, la línea de transferencia a la memoria se deja activada continuamente. Hay instrumentos que ofrecen una presentación con el formato mantisa-exponente común en ingeniería, mientras que otros permiten elegir el número de dígitos presentados, por ejemplo para ocultar los dígitos de menor peso cuando fluctúan ostensiblemente. La figura 6.2 muestra el panel frontal de un frecuencímetro simple (ficticio).

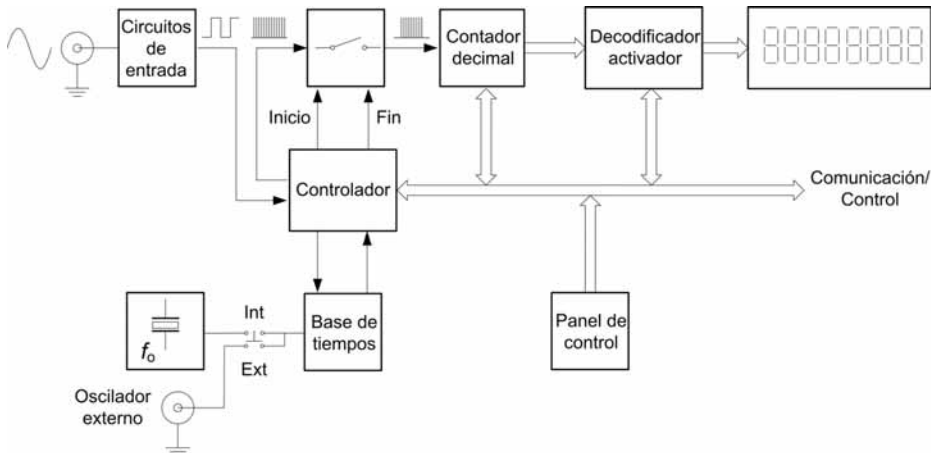


Figura 6.1 Esquema de bloques funcional de un frecuencímetro-periodómetro.

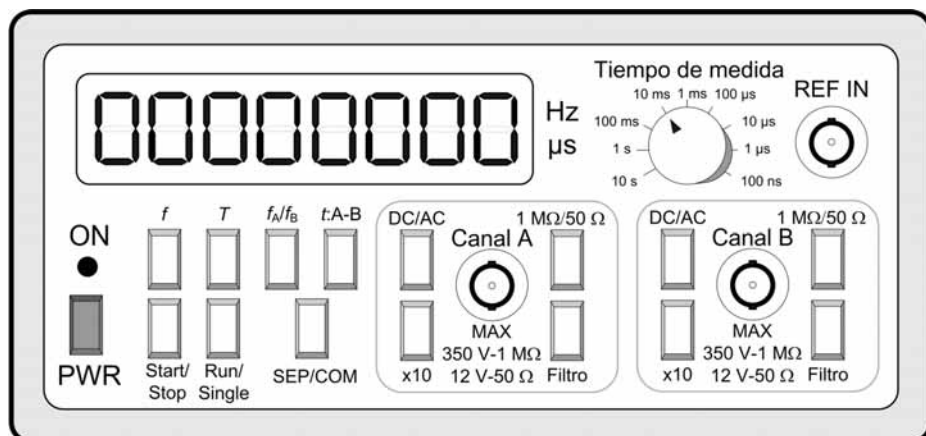


Figura 6.2 Panel frontal de un frecuencímetro simple (ficticio). En el panel posterior suele haber entradas y salidas adicionales; por ejemplo, la señal del oscilador interno.

El *circuito de entrada* acondiciona la señal que se desea medir para adecuarla a los circuitos internos siguientes, que manejan niveles de tensión lógicos (digitales). Por ello hay que atenuar las amplitudes grandes y recuadrar las señales analógicas y las señales digitales que tengan transiciones lentas. El recuadrado lo realiza el *circuito de disparo* (*trigger*), a cuya salida hay un pulso por cada ciclo de la señal aplicada a su entrada. Si hay que medir tiempos o desfases entre dos señales, o relaciones de frecuencia, hacen falta dos canales de entrada (A y B).

La unidad de control determina qué señal se va a contar (la externa o una señal obtenida de la base de tiempos) y durante cuánto tiempo. Para determinar este tiempo, abre y cierra la puerta que precede al contador. Este control lo puede hacer un procesador que además controla los mandos (teclas del panel frontal), realiza funciones de autocomprobación y auto-diagnóstico, hace cálculos con resultados intermedios, almacena configuraciones de medida definidas por el usuario, establece la comunicación (digital) con otros instrumentos u ordenadores, etc. Aunque algunos instrumentos pueden hacer más de 2000 medidas cada segundo, la velocidad de transferencia externa puede estar limitada a unas 250 lecturas cada segundo. El usuario puede captar 1 lectura cada segundo, como máximo. Una velocidad de medida alta permite analizar señales en el dominio tiempo-frecuencia, por ejemplo para caracterizar osciladores controlados por

tensión, modulaciones de frecuencia, o simplemente medir frecuencias variables en el tiempo.

La *base de tiempos* ofrece diversos intervalos de tiempo con muy poca incertidumbre, bien para que se pueda determinar el tiempo que permanecerá abierta la puerta, bien para disponer de una señal de frecuencia conocida. La señal de partida se obtiene de un oscilador interno (reloj), normalmente de cristal de cuarzo de 1,5 MHz o 10 MHz, o de un reloj externo de menor incertidumbre (de rubidio o cesio).

En correspondencia con el esquema de bloques básico, las especificaciones de un frecuencímetro están agrupadas en tres secciones principales: características de entrada, por ejemplo: campo de tensiones de entrada, impedancia de entrada, atenuación, acoplamiento, selección del nivel de disparo; características dependientes del modo de funcionamiento, es decir, según la magnitud medida, como son los campos de medida respectivos, la resolución y la incertidumbre instrumental; y características generales, como son las relativas a la base de tiempos, selección del tiempo de puerta y entradas y salidas auxiliares.

6.3 *Circuitos de entrada y puerta*

El circuito de entrada (figura 6.3) convierte la señal de entrada en señales de dos niveles de tensión fijos, compatibles con los circuitos lógicos siguientes, que son la puerta y el contador. El conector de entrada tiene su borne bajo conectado a la caja del instrumento, por lo que normalmente quedará conectado a tierra a través del conductor de protección (amarillo-verde) del cable de toma de red. El *selector* DC/AC es un conmutador que acopla la señal de entrada en continua o en alterna. En continua la señal pasa directamente al atenuador, mientras que en alterna el acoplamiento se hace a través de un condensador (que forma un filtro de paso alto, como en un osciloscopio, figura 5.12). Este filtro elimina el nivel de continua de la señal, de modo que las derivas térmicas de los circuitos internos, que falsearían el nivel de continua de la señal, dejan de ser un problema. Ésta es la posición ideal para medir en señales sinusoidales y otras señales aproximadamente simétricas con respecto al eje de abscisas.

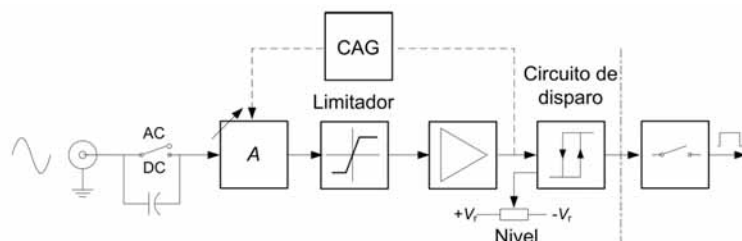


Figura 6.3 El circuito de entrada de un frecuencímetro acondiciona la señal que se va a medir.

El acoplamiento en continua es necesario para medir señales de baja frecuencia, para medir intervalos de tiempo cuando se desea poder ajustar el nivel de disparo (cuyo valor analógico puede estar disponible en una salida auxiliar), y cuando se trabaja con pulsos cuyo ciclo de trabajo es muy pequeño —porque su nivel sin componente continua es muy bajo y podría ser insuficiente para disparar— o no es constante, pues entonces su nivel de continua es variable. Cuando se acopla en continua, la impedancia equivalente de entrada es de $1\text{ M}\Omega$ en paralelo con decenas de picofaradios en instrumentos que miden hasta unos 200 MHz , y $50\text{ }\Omega$ para instrumentos de frecuencia mayor. Con estas resistencias de entrada, la frecuencia de corte paso alto al acoplar en alterna es del orden de 30 Hz y 1 MHz , respectivamente.

El selector DC/AC determina en parte el campo de frecuencias de medida. Por ejemplo, puede que en continua se admita desde 0 Hz hasta 100 MHz , mientras que en alterna sólo se acepte de 30 Hz a 100 MHz . En cualquier caso, puede suceder que no todas las medidas posibles con el instrumento se puedan realizar en todo el campo definido por el selector de entrada. La máxima frecuencia se da a veces especificando la resolución temporal para un par de pulsos, por ejemplo 150 ps o 25 ps (para eventos no repetitivos). Algunos modelos incorporan un filtro pasa-bajas opcional (por ejemplo con una frecuencia de corte de 100 kHz), para eliminar ruido de alta frecuencia al medir frecuencias bajas en entornos industriales.

El *atenuador* es un divisor de tensión conmutable ($\div 1$, $\div 10$, $\div 100$), y a veces también ajustable continuamente, en cuyo caso se denomina *ajuste de sensibilidad*. Se utiliza para atenuar la tensión de pico de las señales demasiado grandes y para adaptar la amplitud de la señal de entrada a la anchura de la banda de histéresis (necesaria en el circuito disparador para rechazar el ruido),

según la medida de que se trate. Al medir frecuencia interesa una banda de histéresis ancha para evitar cuentas falsas debidas al ruido que suele acompañar a las señales de entrada (figura 6.4).

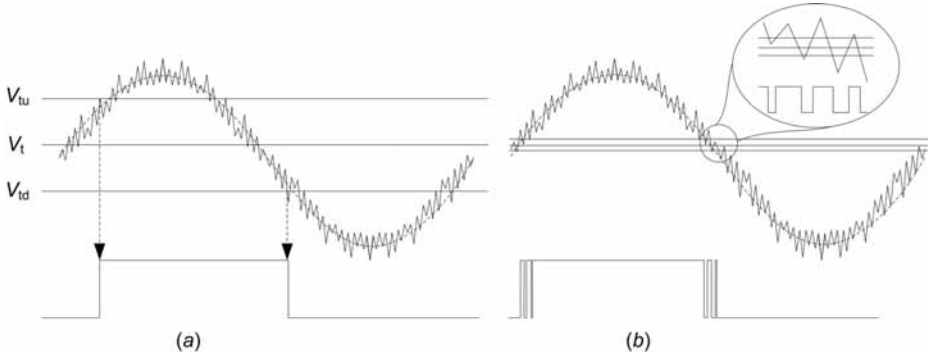


Figura 6.4 El efecto del ruido al medir una frecuencia es tanto menor cuanto más ancha es la banda de histéresis del circuito de disparo (a). Si la banda de histéresis es estrecha, hay cuentas falsas (b).

Para medir intervalos de tiempo, en cambio, interesa que la anchura de la banda de histéresis, relativa a la amplitud de la señal (pulsos), sea pequeña, para evitar el disparo en instantes de tiempo distintos al deseado, que llevarían a medir un intervalo de tiempo erróneo cuando el intervalo deseado estuviera definido por dos flancos con distinta pendiente. Por ejemplo, si para medir la duración de un pulso se selecciona como nivel de disparo el 50 % de la amplitud de dicho pulso, según cuál sea la amplitud relativa de la banda de histéresis respecto a la del pulso, pueden darse las dos situaciones de la figura 6.5.

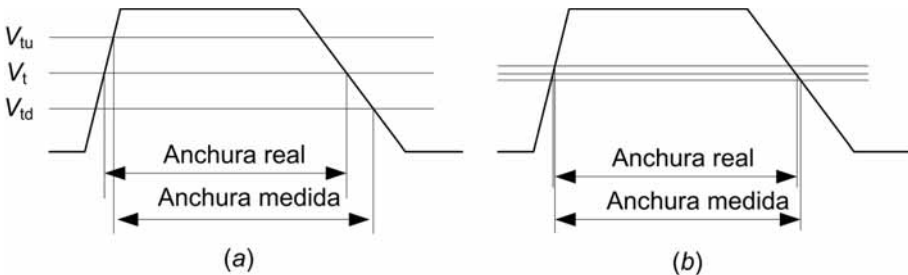


Figura 6.5 La anchura de la banda de histéresis en la medida de intervalos de tiempo provoca lecturas diferentes cuando los dos flancos entre los que se mide tienen distinta pendiente.

Para solucionar este problema en aquellos instrumentos que tienen una anchura de la banda de histéresis constante (porque hacerla variable supone una complejidad notable en los circuitos), al medir frecuencia se debe usar el atenuador, que atenuará tanto la señal de entrada como el ruido superpuesto a ella, de modo que la banda de histéresis será relativamente más ancha y así el frecuencímetro será menos sensible al ruido. Al medir tiempo, en cambio, hay que prescindir del atenuador para que la banda de histéresis aparezca estrecha respecto a la amplitud de la señal de entrada. Pero si la señal de entrada es muy grande hay que atenuarla necesariamente para evitar daños al instrumento, de modo que para conseguir inmunidad al ruido en este caso es necesario que la anchura de la banda de histéresis sea ajustable, como sucede en los frecuencímetros de mayor calidad.

Si la impedancia de entrada es similar a la de un osciloscopio de baja frecuencia (por ejemplo, $1\text{ M}\Omega \parallel 35\text{ pF}$), se puede utilizar una sonda divisora de osciloscopio para tener una atenuación adicional, o para reducir el efecto de carga sobre el circuito de medida, pues la sonda presentará mayor impedancia de entrada que el frecuencímetro sólo. Conectando en serie con la punta de la sonda un condensador pequeño (1 pF a 3 pF), se puede aumentar aún más la impedancia en serie, de modo que se pueden medir señales en nodos de alta impedancia, como son por ejemplo muchos nodos de los circuitos osciladores; pero también aumentará la atenuación. En cualquier caso, debido a las capacidades de entrada y del cable de conexión, la impedancia de entrada de conjunto sonda-instrumento (y del instrumento solo), disminuirá al aumentar la frecuencia.

El circuito de *control automático de ganancia* (CAG) de la figura 6.3 varía automáticamente la amplificación o atenuación de la señal de entrada para adaptarla a la anchura de la banda de histéresis. Se emplea a alta frecuencia ($> 100\text{ MHz}$) pues los potenciómetros que permiten un ajuste continuo de la amplitud presentan capacidades parásitas que los hacen impredecibles a altas frecuencias. Esta función se debe poder inhibir, y pasar a control manual de la ganancia, cuando se vaya a medir señales que tengan un factor de modulación de amplitud muy alto o de frecuencia inferior a la del ancho de banda el circuito CAG (unos 50 Hz).

El *limitador* protege a los circuitos siguientes de las posibles sobretensiones de entrada y puede estar constituido por dos diodos Zener conectados en antiparalelo. Este limitador, junto con el atenuador, determina el alcance de amplitud, que es el valor límite absoluto de los picos de la señal de entrada; normalmente es de hasta unos (300 a 400) V cuando la impedancia de entrada es alta y unos (5 a 12) V cuando es de 50 Ω .

El amplificador actúa como transformador de impedancias, ofreciendo alta impedancia de entrada y baja impedancia de salida. Determina el *rango dinámico*, que es la máxima excursión de pico a valle (o de "pico a pico") permitida a la señal de entrada, respecto al nivel de disparo. Éste puede establecerse sumando a una entrada del amplificador una tensión continua ajustable. Dos ejemplos de rango dinámico son: de 100 mV a 1 V, y de 1 V a 7 V, en la posición de atenuación por 10.

El *circuito de disparo (trigger)* "recuadra" la señal, es decir, da una salida de nivel alto cuando la amplitud de la señal excede un determinado nivel de referencia, y una salida de nivel bajo cuando dicha amplitud es inferior al nivel de referencia. Los dos niveles de tensión de la salida deben ser compatibles con los circuitos lógicos posteriores. El circuito de disparo no está basado en un nivel de referencia único y fijo, sino que hay una banda de histéresis (*disparador de Schmitt*) (figuras 6.4 y 6.6): hay una transición positiva cuando se supera el nivel (umbral) de referencia superior V_{tu} , (*threshold up*) y una transición negativa cuando se desciende por debajo del umbral inferior V_{td} (*threshold down*). Se considera entonces como *nivel de disparo* la amplitud de la tensión en el centro de la banda de histéresis V_t . Algunos instrumentos permiten seleccionar manualmente el nivel de disparo (de entre un conjunto de valores fijos, o un valor ajustable continuamente dentro de un margen), e incluso el flanco de disparo (ascendente o descendente). Hay modelos que pueden ajustar automáticamente el nivel de disparo, pero entonces se corre el riesgo de que las señales cuyo ciclo de trabajo sea muy estrecho no lleguen a disparar nunca porque al acoplarlas (internamente) en alterna, nunca alcanzan el nivel de referencia. Para dichas señales es mejor seleccionar el nivel de disparo manualmente.

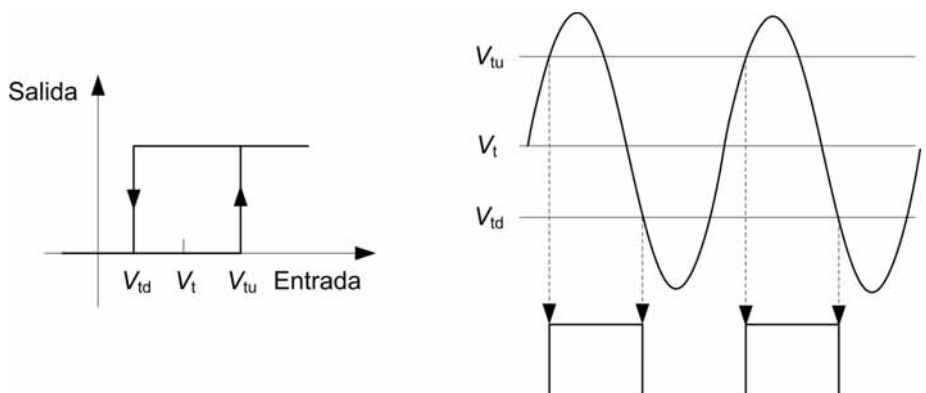


Figura 6.6 La anchura de la banda de histéresis del circuito disparador de Schmitt es la diferencia entre los umbrales de disparo superior (V_{tu}) e inferior (V_{td}).

La anchura de la banda de histéresis determina la *sensibilidad en tensión* (también denominada *resolución*) del instrumento, que es la amplitud mínima de una señal para que pueda ser contada: S (pico a valle) = $V_{tu} - V_{td}$. Dicha amplitud mínima puede ser desde 1,5 mV hasta unos 70 mV, aunque no es necesariamente constante en todo el campo de frecuencias de medida. Cuanto más ancha es la banda de histéresis, mayor es la inmunidad al ruido (figura 6.4), pero peor es la sensibilidad en tensión. A veces la sensibilidad no se da en valor de pico a valle sino en valor eficaz, relativo a una sinusoidal, en cuyo caso

$$S = \frac{V_{tu} - V_{td}}{\sqrt{2}} \quad (6.1)$$

Ahora bien, el circuito de disparo responde realmente al valor de la tensión de pico a valle, de modo que para una señal no sinusoidal que tenga un valor eficaz igual al especificado para la sensibilidad, puede que no se obtenga disparo. Así pues, para emplear el frecuencímetro correctamente, el valor de pico de la señal de entrada no debe exceder del alcance de amplitud, su valor de pico a valle no debe rebasar el rango dinámico, y, una vez atenuada la señal, su valor de pico a valle debe ser superior al ancho de la banda de histéresis (Figura 6.7). Además, la señal debe tener una duración mínima especificada.

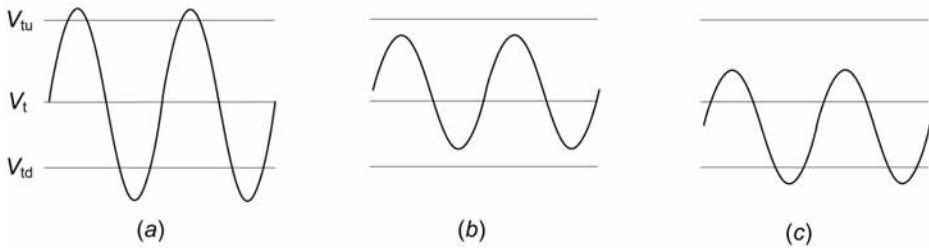


Figura 6.7 La señal atenuada debe exceder los dos niveles de disparo (a) para ser contada. Si no supera ninguno de los dos niveles (b) o sólo uno (c), no es contada.

El *circuito de puerta* de la figura 6.3 es una puerta AND con dos entradas: la señal que se va a contar y la señal de control de puerta. Su conmutación debe ser rápida y con el mínimo retardo entre entrada y salida para permitir la medida de tiempos breves. La señal de control de puerta es la salida de un biestable a cuyas entradas se aplican la señal de inicio (*start*) y la de final de conteo (*stop*).

6.4 Base de tiempos

Un instrumento que deba medir tiempo y frecuencia necesita una base de tiempos. La frecuencia, por ejemplo, se mide contando el número de pulsos (ciclos) de entrada durante un intervalo de tiempo determinado. El tiempo, por su parte, se mide contando el número de ciclos de una señal interna de referencia durante el intervalo de tiempo que se desea medir. En ambos casos se necesita una señal interna de referencia que tenga una frecuencia muy estable y de baja incertidumbre, y, si se desea tener varios rangos de medida, hay que disponer de varios tiempos o frecuencias de referencia. Un contador dedicado exclusivamente a contar eventos no necesita base de tiempos.

La base de tiempos consta de un oscilador de precisión y de una cadena de décadas divisoras de frecuencia (figura 6.8). La salida de cada década es un periodo de tiempo igual al de la frecuencia obtenida tras la división. El oscilador está basado normalmente en un cristal de cuarzo (XO, *Crystal Oscillator*) encapsulado dentro de un gas inerte y con cápsula metálica, o encapsulado al vacío y con cápsula de vidrio. Dada la imposibilidad tecnológica de hacer cristales idénticos, se dispone en serie con el cristal un condensador u otros elementos ajustables para definir su frecuencia respecto a

un patrón atómico. Los modelos de alta precisión emplean un oscilador interno de rubidio, que por ser atómico es hasta 100 veces más estable que los osciladores electromecánicos de cuarzo.

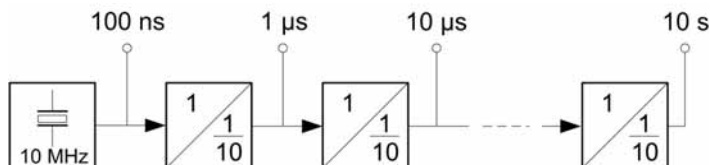


Figura 6.8 La base de tiempos de un frecuencímetro está formada por un oscilador de referencia y una cadena de divisores de frecuencia decimales.

Las derivas de la frecuencia del oscilador pueden ser una componente importante de la incertidumbre instrumental, por lo que deben reducirse a un valor mínimo. Las derivas con el tiempo (*envejecimiento*), se manifiestan como un cambio de frecuencia tras un tiempo de uso continuado y se deben sobre todo a cambios estructurales en el cuarzo debidos a imperfecciones en la estructura cristalina y a las tensiones mecánicas ejercidas por los soportes sobre el cristal, que decrecen con el tiempo. La *curva de envejecimiento* es exponencial al principio y lineal al cabo de unos meses (figura 6.9a). Por eso los cristales de precisión se dejan envejecer antes de instalarlos. El envejecimiento produce también la denominada *variación de frecuencia al reconectar* (*frequency retrace*): la frecuencia inmediatamente después de la puesta en marcha difiere de la frecuencia antes de apagar el oscilador. Por esta razón y por la influencia negativa que tienen los ciclos térmicos en la estabilidad, hay equipos que tienen la posibilidad de mantener el oscilador en marcha, aunque esté apagado el instrumento (*modo stand-by*).

Las derivas con la temperatura no siguen una evolución lineal, sino que tienen forma de S inclinada (figura 6.9b), con coeficientes de influencia relativa de la temperatura ($\Delta f/f/\Delta\theta$) típicos del orden de $-2,5 \times 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ entre 0°C y 50°C . Para reducir el efecto de estas derivas se compensan o se reducen encerrando el cristal en un pequeño horno con un termostato. Los *osciladores de cristal compensados en temperatura* (TCXO) incorporan una red sensible a la temperatura que provoca un cambio de la frecuencia de oscilación que se opone a la acción de la temperatura en el cristal. La red de compensación, que suele incluir un termistor y un varactor, se diseña para cada cristal concreto después de haber estudiado su deriva térmica. La mejo-

ra es un factor del orden de 5 respecto a los osciladores no compensados (RTXO, *Room Temperature Crystal Oscillators*), y se obtienen coeficientes de influencia relativa de la temperatura de entre $10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ y $10^{-7}/^{\circ}\text{C}$ en el margen de 0°C a 50°C .

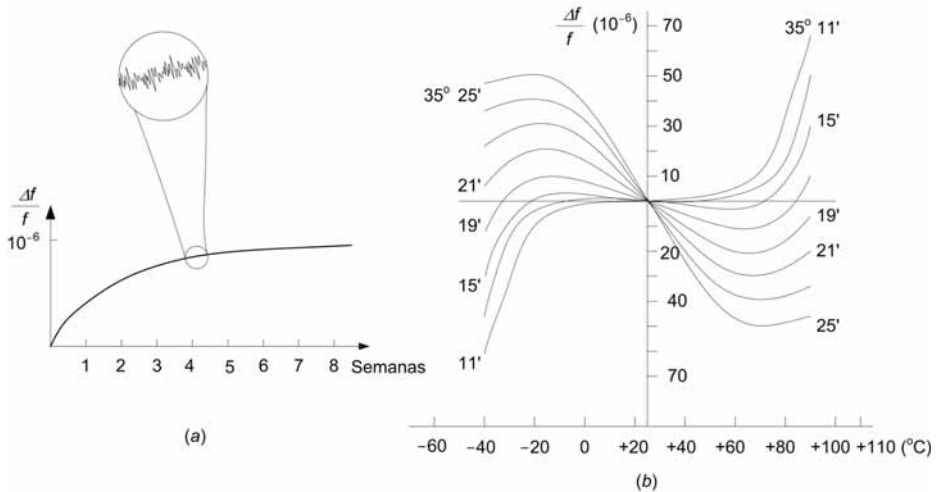


Figura 6.9 Derivas de la frecuencia de los osciladores de cristal de cuarzo (a) con el tiempo – a largo y a corto plazo – y (b) con la temperatura (según la dirección del corte del cristal).

En los *osciladores con compensación matemática de la temperatura* (MTCXO) se caracteriza el cristal antes de salir de fábrica y se almacenan en una memoria ROM los valores de su frecuencia de oscilación en función de la temperatura. En uso, cuando se mide la frecuencia se mide también la temperatura del cristal y se corrige la lectura de acuerdo con los datos de la ROM. Se logran así estabilidades del orden de $5 \times 10^{-7}/\text{año}$.

Con un termostato se puede mantener el cristal a temperatura constante. Para ello se pone el cristal en un horno a unos 20°C por encima de la máxima temperatura (ambiente) de funcionamiento (OCXO, *Oven Compensated Crystal Oscillator*). Se elige una temperatura superior a la del ambiente porque es más fácil calentar que enfriar. La temperatura concreta del horno se elige de forma que coincida con aquella a la que el cristal tiene un mínimo en su curva de deriva térmica (figura 6.9b), y que se determina experimentalmente para cada cristal. Una vez transcurrido el tiempo de caldeo

del horno, que puede ser de hasta 24 h, se logran coeficientes de influencia relativa de la temperatura de entre $2 \times 10^{-7}/^{\circ}\text{C}$ y $2,5 \times 10^{-9}/^{\circ}\text{C}$ en el margen de 0°C a 50°C , y estabilidades de $5 \times 10^{-10}/\text{día}$ al cabo de un mes de funcionamiento y $2 \times 10^{-8}/\text{año}$. La deriva térmica es además mucho más lineal que la de los osciladores RTXO y TCXO. Pero los ciclos térmicos necesarios para mantener constante la temperatura del horno aceleran el envejecimiento del cristal.

Los *osciladores de rubidio* se basan en la transición de los átomos de rubidio-87 entre dos niveles de energía (de forma similar a los patrones de Cesio—Cuadro 1.1— pero son mucho más compactos y ligeros, y consumen menos energía). Son más estables (hasta $9 \times 10^{-10}/\text{año}$) y necesitan menos tiempo de caldeo que los OCXO, pues logran estabilidades de 10^{-9} en 5 min, y envejecen menos (10^{-9} en 10 años).

Si el tiempo de medida es breve hay que tener en cuenta las variaciones a corto plazo (*jitter*) de la frecuencia del oscilador. Estas fluctuaciones son debidas al ruido electrónico en el oscilador y vienen especificadas mediante una desviación típica $\sigma(\Delta f/f)$ válida durante un tiempo de puerta específico, por ejemplo 10^{-10} para un tiempo de puerta de 1 s.

6.5 Modos de funcionamiento

Aunque la secuencia de operaciones que realiza la unidad de control de un frecuencímetro pasa desapercibida al usuario del instrumento, para sacar de él el máximo provecho es interesante conocer las funciones automáticas disponibles: establecimiento automático del nivel de disparo en la amplitud media de la señal de entrada (*autotrigger*); autoescalado: selección automática de la posición de la base de tiempos para que el número de cuentas justo quepa en la unidad de presentación; medida automática de tiempos de subida y de bajada en un pulso (entre los niveles de amplitud del 10 % y el 90 %); etc.

Para utilizar el frecuencímetro correctamente, aprovechar sus cualidades y evitar en lo posible sus limitaciones, comprender la terminología y estimar la incertidumbre de la medida, es necesario, además, conocer el conexionado o rutas de señales establecidas internamente (de forma real o virtual) en los distintos modos de funcionamiento.

6.5.1 Totalización

La configuración interna cuando simplemente se desea contar eventos, es la de la figura 6.10; no se utiliza la base de tiempos y la puerta se controla desde el exterior, manualmente con un mando con dos posiciones, o con dos mandos, que marcan el inicio y el fin del proceso (START - STOP), o automáticamente mediante dos tensiones que activan y detienen el proceso de contar cuando superan un determinado nivel de referencia. La línea de transferencia a los elementos de presentación debe estar activada continuamente. Con esta configuración se pueden contar, por ejemplo, piezas o los pulsos de un contador Geiger o de un tubo fotomultiplicador.

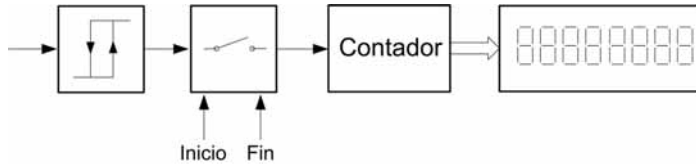


Figura 6.10 Funcionamiento como totalizador (contador).

6.5.2 Medida de frecuencia directa

La frecuencia de una señal es en definitiva un número de eventos por unidad de tiempo. Cada *evento* viene definido por dos cruces sucesivos de un nivel de referencia. Para medir la frecuencia se "cuenta" la señal de entrada (una vez recuadrada) durante un periodo de tiempo conocido, denominado *tiempo de puerta* porque es el tiempo durante el cual la puerta permanece abierta. Para ello se controla la puerta a partir de la base de tiempos (frecuencia f_o dividida por 10^n , figura 6.11). El número de cuentas obtenido será

$$N = f_x \times \frac{10^n}{f_o} = f_x \times t_p \quad (6.2)$$

y el valor medido será

$$f_x = \frac{N}{t_p} \quad (6.3)$$

donde $t_p = 10^n/f_o$ es el tiempo de puerta. La posición de la base de tiempos hay que elegirla de modo que se tenga el número máximo de cuentas, pues así la incertidumbre relativa debida a la resolución de la presentación digital (" ± 1 ", apartado 1.1.1) es menos importante.

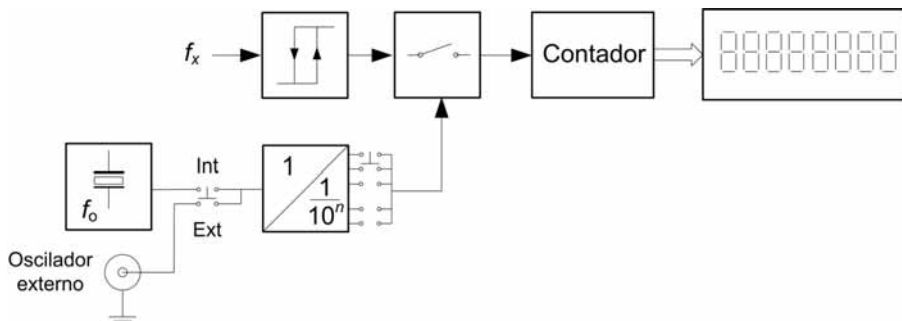


Figura 6.11 Funcionamiento como frecuencímetro.

El punto decimal y las unidades de la medida (GHz, MHz, kHz, Hz) dependen de la posición de la base de tiempos. Si se emplea un oscilador externo de frecuencia f_{ext} distinta de la del oscilador interno (podría ser de la misma pero más estable), hay que calcular en cada caso el significado de la lectura, pues será f_o/f_{ext} veces mayor.

6.5.3 Medida de relación de frecuencias

Si el mensurando es la relación entre dos frecuencias, el instrumento se dispone de forma similar a la medida de frecuencia directa, pero en vez del oscilador de referencia se emplea otro canal de entrada, igual al habitual, donde se aplica la señal más lenta (figura 6.12). El número de cuentas será

$$N = f_1 \times \frac{10^n}{f_2} \quad (6.4)$$

y el valor medido

$$\frac{f_1}{f_2} = \frac{10^n}{N} \quad (6.5)$$

En este modo de funcionamiento se inhibe el indicador de unidades de medida porque el cociente de frecuencias es adimensional. La posición del punto decimal se desplaza hacia la izquierda conforme se va dividiendo f_2 por décadas sucesivas. Si, por ejemplo, $f_1 = 1$ MHz y $f_2 = 250$ kHz, y si el reloj interno es de 1 MHz, en la posición de la base de tiempos correspondiente a $1 \mu\text{s}$ ($n = 0$) se obtiene

$$N = f_1 \times \frac{1}{f_2} = 1 \text{ MHz} \frac{1}{250 \text{ kHz}} = 4$$

En cambio, en la posición de la base de tiempos correspondiente a $10 \mu\text{s}$ ($n = 1$) se obtiene

$$N = f_1 \times \frac{10}{f_2} = 1 \text{ MHz} \frac{10}{250 \text{ kHz}} = 40$$

El punto decimal debe desplazarse una posición para indicar 4,0.

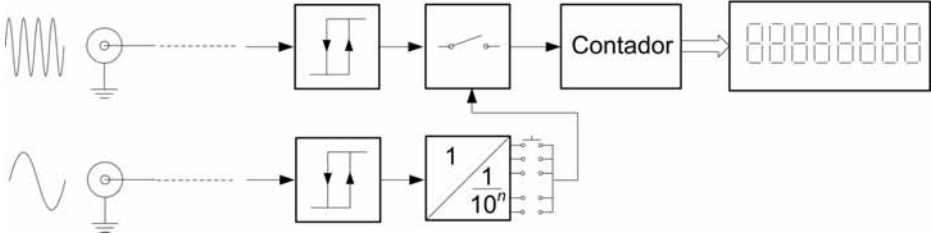


Figura 6.12 Medida de la relación entre dos frecuencias: se cuentan los ciclos de la más rápida durante un número de periodos de la más lenta.

6.5.4 Medida de periodos. Contadores recíprocos

El periodo de una señal y su frecuencia son magnitudes recíprocas. Por ello, y dado que el instrumento realiza en definitiva un cociente, el periodo se mide de forma recíproca a la frecuencia, es decir, intercambiando entrada y control de puerta (figura 6.13). El número de cuentas obtenido será

$$N = \frac{f_o}{10^n} \times T_x = \frac{f_o}{10^n} \times \frac{1}{f_x} = \frac{f_o}{10^n} \times t_p \quad (6.6)$$

y el valor medido,

$$T_x = N \times \frac{10^n}{f_o} \quad (6.7)$$

El tiempo de puerta es ahora $t_p = T_x$. El punto decimal y las unidades (s, ms, μs) se sitúan de acuerdo con la posición de la base de tiempos.

Si la señal de entrada, una vez acondicionada, se divide por 10^m , el número de cuentas obtenido será mayor porque se contará la frecuencia de reloj durante 10^m periodos de la entrada, es decir,

$$N = \frac{f_o}{10^n} \times \frac{10^m}{f_x} = \frac{f_o}{10^n} \times 10^m \times T_x \quad (6.8)$$

Se habla entonces de promediado de periodo porque el valor medido será

$$T_x = \frac{N}{10^m} \times \frac{10^n}{f_o} = \frac{N}{10^m} \times 10^n \times T_o \quad (6.9)$$

que corresponde al valor medio del periodo de entrada durante el tiempo que ha estado abierta la puerta, que es $10^m \times T_x$.

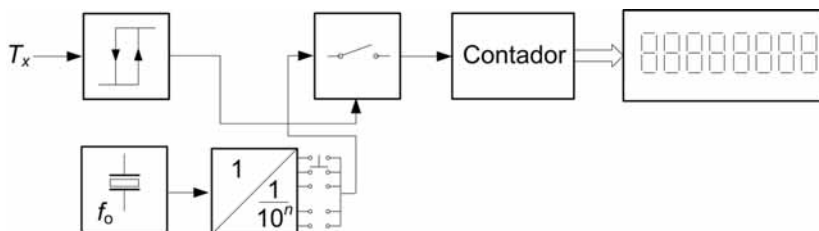


Figura 6.13 Funcionamiento como medidor de periodo: el oscilador de referencia y la señal de entrada intercambian sus funciones respecto a la medida de frecuencia.

El periodo de una señal puede que interese en sí o como alternativa a la medida de frecuencias lentas, porque para tener una buena resolución al medir frecuencia—conseguir N grande en (6.2)—hace falta un tiempo de puerta grande; si la frecuencia es lenta, el tiempo de puerta necesario puede ser desorbitado. Para tener, por ejemplo, una resolución de 10^{-6} (1 cuenta sobre 10^6), al medir 1 MHz hace falta un tiempo de puerta

$$t_p = \frac{N}{f_x} = \frac{10^6}{1 \text{ MHz}} = 1 \text{ s}$$

Para tener la misma resolución al medir 1 Hz, hacen falta

$$t_p = \frac{N}{f_x} = \frac{10^6}{1 \text{ Hz}} = 10^6 \text{ s} \approx 11,57 \text{ d}$$

Si en cambio se mide el periodo de la señal en vez de su frecuencia, la resolución deseada se alcanza igualmente cuando $N = 10^6$. Pero según (6.6), para una frecuencia de 1 Hz el tiempo de puerta es de 1 s y basta que la posición de la base de tiempos sea tal que

$$10^n = \frac{f_o}{N} \times T_x = \frac{f_o}{10^6} \times \frac{1}{1 \text{ Hz}}$$

Con un reloj de 10 MHz, la condición anterior se cumple cuando $n = 1$, es decir, seleccionando la segunda posición (una división) de la base de tiempos. Si se elige $n = 0$ (primera posición, sin división de frecuencia), la resolución (para el mismo tiempo de puerta) es 10 veces mayor. Para obtener la frecuencia a partir del periodo, hay que calcular $1/N$ e indicar las unidades correspondientes.

Comparando (6.2) con (6.6) se observa que mientras al medir una frecuencia f_x durante un tiempo de puerta t_p la cuantificación digital conlleva una incertidumbre relativa proporcional a $1/f_x$, en cambio al medir periodo durante el mismo tiempo de puerta ($t_p = T_x$), la incertidumbre relativa debida a la cuantificación digital es constante y vale $1/f_o$. Se concluye, pues, que para un tiempo de puerta determinado, al medir frecuencias inferiores a la del reloj se obtiene mejor resolución si se mide el periodo que si se mide la frecuencia directamente. Hay instrumentos que seleccionan automáticamente el modo de medida que da mejor resolución para un tiempo de puerta determinado. La resolución viene limitada por (a) la frecuencia del oscilador (f_o), que se elige de acuerdo con la máxima frecuencia que admiten la puerta y la primera década de los contadores; y (b) por el número n de etapas divisoras, que se elige de acuerdo con la estabilidad de f_o (si el tiempo de puerta es muy largo, habrá una incertidumbre en su valor debida a las derivas del oscilador a corto plazo, y a la temperatura si no es constante). Con $f_o = 1 \text{ MHz}$, la resolución es de $1 \mu\text{s}$. Con $f_o = 100 \text{ MHz}$, la resolución es de 10 ns .

Los instrumentos que determinan la frecuencia calculando el recíproco del periodo medido se denominan *contadores recíprocos*. Su funcionamiento es ligeramente distinto al indicado en la figura 6.13: miden el intervalo de tiempo Δt que transcurre durante un número entero M de ciclos de la señal de entrada. Entonces,

$$f_x = \frac{M}{\Delta t} \quad (6.10)$$

Δt se determina contando ciclos de la frecuencia del reloj de referencia f_0 , de modo que éste sigue siendo el factor que limita la resolución. Hay, pues, dos contadores: el de ciclos de la señal de entrada y el de ciclos del reloj interno. Si el mensurando es el periodo basta calcular

$$T_x = \frac{\Delta t}{M} \quad (6.11)$$

La resolución de los contadores recíprocos se suele expresar mediante el número de dígitos que son capaces de obtener en una unidad de tiempo. Hay desde modelos que obtienen 7 dígitos en un segundo hasta otros que obtienen 12 dígitos en un segundo. Cuanto mayor sea M , más largo será el tiempo de puerta, pero también tendrá menor influencia relativa la cuantificación digital (± 1 cuenta). Además, se compensarán pequeñas fluctuaciones del periodo de uno a otro ciclo y de ahí que se hable también de promediado de periodos.

Algunos contadores recíprocos, y algún contador convencional, tienen la posibilidad de *armar* la puerta en tiempo real, es decir, dejarla lista para el disparo. Cuando se mide frecuencia de forma directa, no es posible determinar los instantes en que la base de tiempos abrirá y cerrará la puerta. Al medir periodo, en cambio, es la señal de entrada la que determina dicha apertura y cierre. La posibilidad de armar externamente la puerta permite, por ejemplo, medir señales RF moduladas por pulsos, tal como muestra la figura 6.14. Sin esta opción, si el tiempo de puerta se extendiera más allá de la duración del pulso, el resultado sería erróneo.

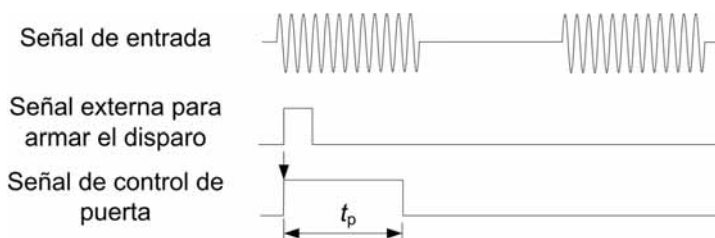


Figura 6.14 Aplicación del armado del disparo a la medida de la frecuencia de un pulso RF: la puerta se abre bajo control externo y se cierra al cabo del tiempo de puerta seleccionado.

6.5.5 Medida de intervalos de tiempo

Las medidas de periodo son una medida del intervalo de tiempo entre dos puntos idénticos y consecutivos de una señal: misma amplitud y en el mismo flanco (ascendente o descendente) seleccionado. Si hay que medir entre dos puntos diferentes de una misma señal o de señales distintas se procede según muestra la figura 6.15. El funcionamiento se parece al de un totalizador en que hay una señal de inicio y otra de fin, y al de modo periodo porque se cuenta la señal de oscilador de referencia. La base de tiempos y el punto decimal se seleccionan como al medir periodo.

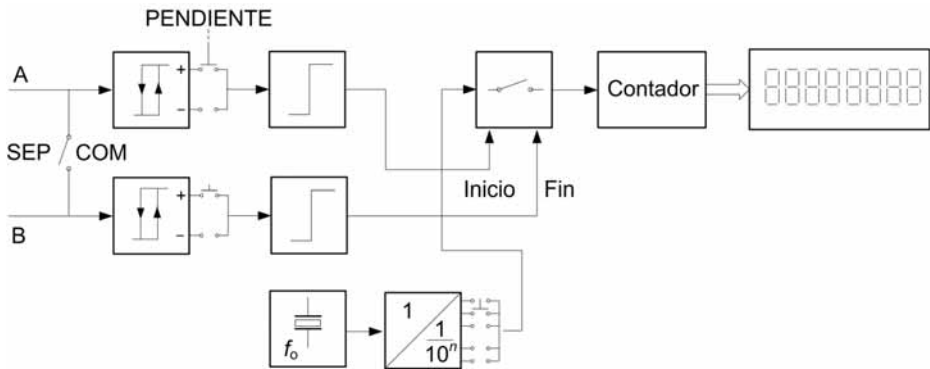


Figura 6.15 Medida de intervalos de tiempo en una misma señal (COM) o entre dos señales (SEP): los instantes entre los que se mide determinan, respectivamente, la apertura y cierre de la puerta y se cuentan los ciclos del oscilador de referencia.

El conmutador SEP/COMUN permite trabajar con dos señales distintas (SEP) o con una sola señal (COM), en la que se eligen dos puntos diferentes. Por ejemplo, se puede medir el desfase entre dos señales de la misma frecuencia eligiendo el mismo nivel y pendiente de disparo en cada canal, pero con el conmutador en posición SEP; a partir de la medida de la frecuencia de un canal y del retardo del segundo se logran resoluciones de hasta $0,001^\circ$. Las medidas de desfase son útiles por ejemplo para trazar el diagrama de Bode de un amplificador. Algunos modelos disponen de un control que permite bloquear el disparo durante un tiempo ajustable (tiempo de bloqueo, *hold-off*) tras haber aceptado una orden de inicio o de final de recuento. De esta forma se pueden evitar los disparos erráticos debidos a señales espurias superpuestas a la señal de interés que se mide (figura 6.16).

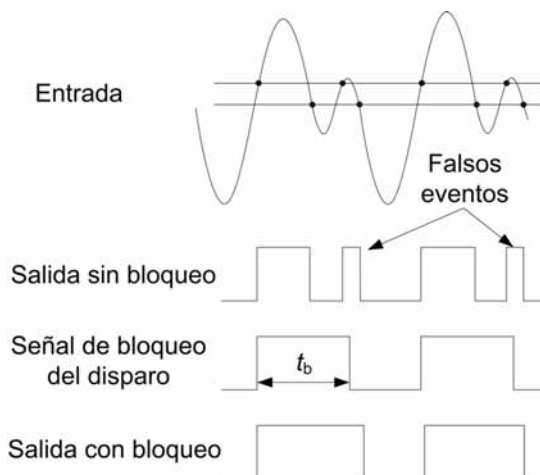


Figura 6.16 Reducción de los disparos erráticos en el circuito de disparo ajustando el tiempo t_b de bloqueo (hold off) de disparo.

Las medidas de tiempo permiten estimar la longitud de un cable mediante la inyección de un pulso y la medida del retardo del pulso reflejado en el extremo del cable debido a la diferencia entre su impedancia característica y la impedancia terminal (un circuito abierto o un cortocircuito).

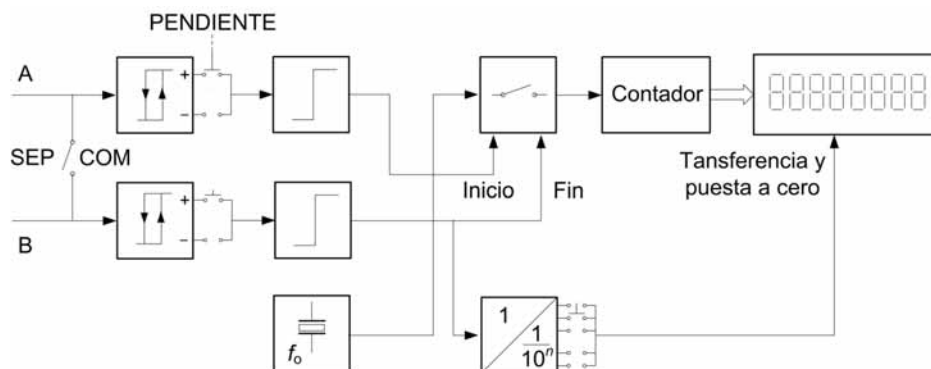


Figura 6.17 Conexiones para promediar intervalos de tiempo: la puerta se abre y cierra a cada intervalo medido.

En este modo de funcionamiento también se puede reducir la incertidumbre relativa promediando medidas sucesivas, pero la eficiencia es menor (apartado 6.7.4). La operación es similar al promediado de periodos, pero ahora la puerta se abre y se cierra cada vez, según el canal B, y la totaliza-

ción se hace en el contador (figura 6.17). El punto decimal se desplaza según la posición de la base de tiempos.

6.5.6 Medida de anchura de pulsos

Para medir la anchura de un pulso se procede de forma similar al modo periodo, pero en cada ciclo se obtienen dos pulsos de disparo, uno a la subida de la señal y otro a la bajada (figura 6.18). Dado que la anchura de un pulso se define para el 50 % del valor de pico, hay que conocer bien el nivel de disparo. También en este caso es posible promediar, como en las medidas de intervalos de tiempo.

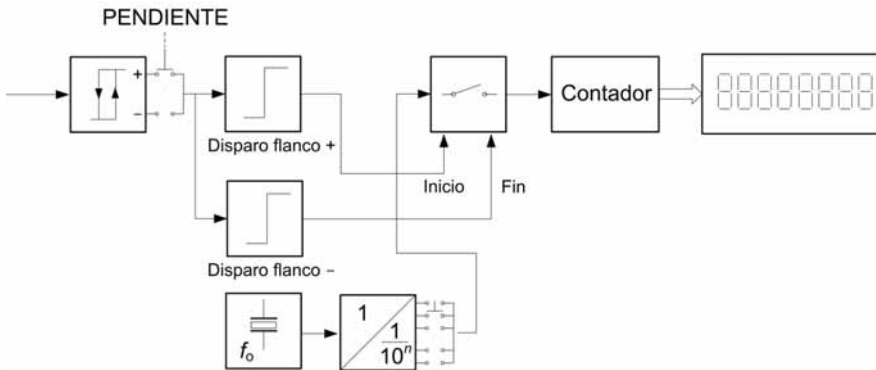


Figura 6.18 Medida de anchura de pulsos: se mide el intervalo de tiempo entre dos instantes predefinidos del pulso.

6.5.7 Autocomprobación

La *autocomprobación* consiste en conectar la señal del propio oscilador de referencia como entrada a la puerta (figura 6.19). De esta forma se pueden detectar averías, pero no las posibles variaciones de f_0 . Si por ejemplo f_0 pasa a ser $f_0 + \Delta f$, la lectura será

$$N = (f_0 + \Delta f) \frac{10^n}{f_0 + \Delta f} = 10^n \quad (6.12)$$

Es decir, la variación en f_0 pasa totalmente desapercibida pues la lectura obtenida (1000...0) no depende de su valor.

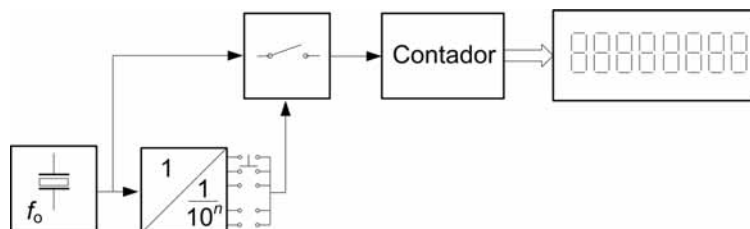


Figura 6.19 Autocomprobación del funcionamiento de un frecuencímetro: se mide la frecuencia del propio oscilador de referencia. Si todo es correcto, el resultado debe ser $10 \dots 0$.

6.6 Contadores especiales

No todos los frecuencímetros y contadores ofrecen la variedad de modos de funcionamiento descritos en el apartado anterior. Pero, según se puede comprobar a partir de los diagramas de bloques respectivos, no son necesarias grandes modificaciones para incorporar los. No sucede así con otras funciones o características que se basan en conceptos distintos.

6.6.1 Contadores con preselector

Un *preselector* es un dispositivo (conmutador rotativo o codificador digital de panel) capaz de establecer el valor de la salida inicial de un circuito contador de modo que las cuentas adicionales se acumulan a dicho valor. Se puede incorporar en el propio circuito contador del instrumento, o a contadores dispuestos en el circuito de entrada o en el de la base de tiempos. En el primer caso se denominan contadores con *preselector de registro* o aritmético (figura 6.20). En estos contadores se selecciona, por ejemplo mediante conmutadores con salida decimal, un número en el contador, y se empieza a contar a partir de este valor. Se aplican para sumar y restar frecuencias. Para sumar, se carga f_1 y se cuenta f_2 , mientras que para restar se carga el complemento (binario) de f_1 y se cuenta f_2 .

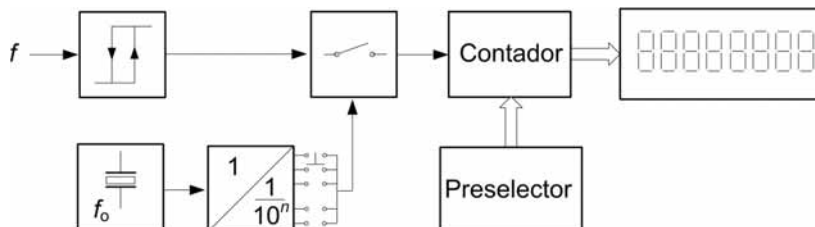


Figura 6.20 Contador con preselector aritmético.

En los contadores con *preselector de entrada* se añade otro contador, que es el que se preselecciona (figura 6.21). Si se carga el complemento (binario) de N , la lectura obtenida será

$$L = \frac{f_x}{N} \frac{10^n}{f_o} \quad (6.13)$$

Es decir, cargando el complemento de N se divide módulo N . Por lo tanto, si se está en modo frecuencia, ésta queda dividida por N , mientras que en modo periodo, queda multiplicado por N .

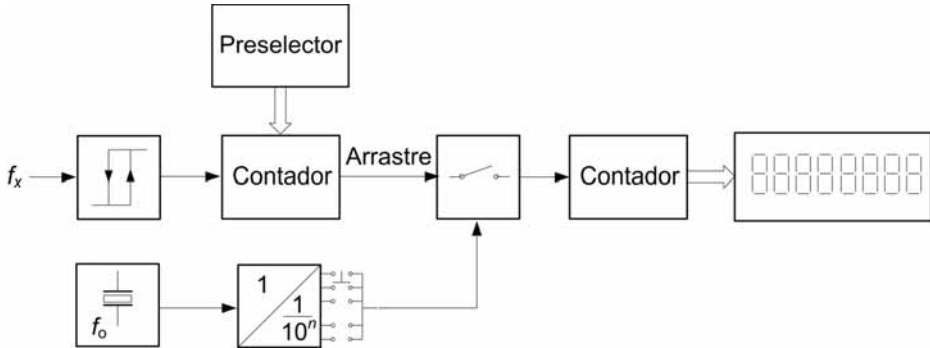


Figura 6.21 Contador con preselector de entrada.

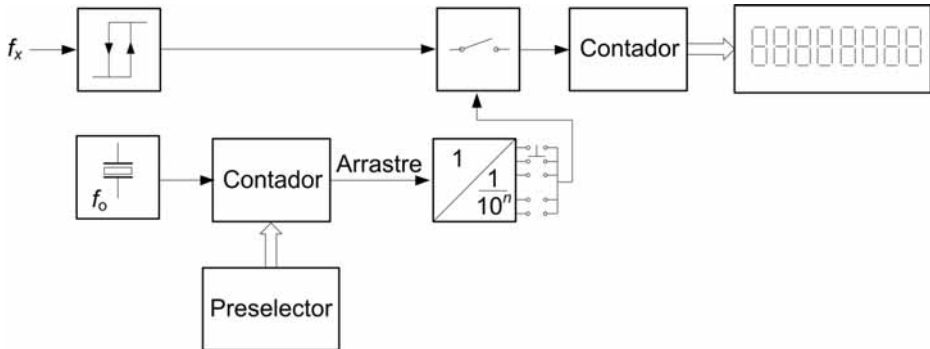


Figura 6.22 Contador con preselector en la base de tiempos.

Si el preselector está en un contador situado en la base de tiempos, la situación es la de la figura 6.22. Cargando el complemento de N , la lectura será

$$L = f_x \frac{10^n}{f_o/N} = f_x \frac{10^n}{f_o} N \quad (6.14)$$

de modo que resulta una situación recíproca a la del caso anterior. Con estos preselectores, se pueden dar lecturas en unidades de medida industriales: r/min, rad/s, km/h, etc.

6.6.2 Contadores para alta frecuencia

Para medir frecuencias superiores a 500 MHz se procesa la frecuencia de entrada hasta obtener una frecuencia que quede dentro del margen de los instrumentos convencionales. Para hacer esta conversión de frecuencia hay tres técnicas fundamentales: preescalado, conversión heterodina y oscilador de transferencia.

Los *preescaladores* (o *predivisores*) dividen la frecuencia que se desea medir por un factor p suficiente para que la frecuencia resultante quede dentro del margen de un instrumento normal. A la vez, se extiende el tiempo de puerta según el mismo factor p para tener la lectura correcta. Si $p = 10$ basta desplazar el punto decimal en la lectura, sin necesidad de intervenir en el tiempo de puerta. Si $p \neq 10$, el tiempo necesario para obtener una resolución dada es p veces mayor que en el caso de una medida directa. Normalmente p vale entre 2 y 16, de modo que el alcance en frecuencia aumenta poco.

Un *convertidor heterodino* es análogo a un receptor de radio superheterodino: se mezclan (suman y restan) la frecuencia que se desea medir y una frecuencia conocida, generada internamente, y suficientemente próxima a la desconocida como para que la frecuencia diferencia entre en el margen de medida de un contador convencional. Es un método de medida por batido y su diagrama de bloques se muestra en la figura 6.23. Su funcionamiento se ilustra con el siguiente ejemplo. Supóngase que se dispone de un contador con capacidad hasta 200 MHz y $f_o = 10$ MHz. El multiplicador de frecuencia ($\times 20$), da una salida de 200 MHz. A la salida del generador de armónicos hay señales de 200 MHz, 400 MHz, 600 MHz, etc. (Su frecuencia máxima determina el alcance de frecuencia del instru-

mento). El filtro sintonizable selecciona el armónico de orden k . Las frecuencias a la salida del mezclador serán:

$$f = f_x \pm k \times a \times f_o \quad (6.15)$$

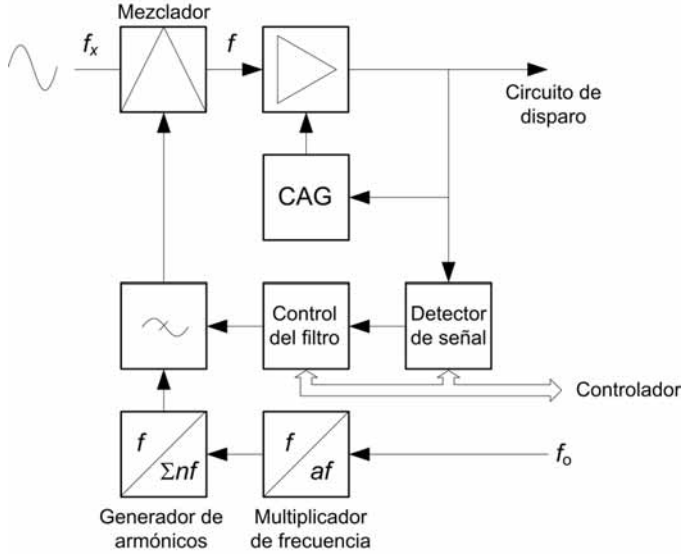


Figura 6.23 Convertidor heterodino para un frecuencímetro de alta frecuencia.

El amplificador de video es de tipo pasa-bajas, con frecuencia de corte a 220 MHz. El CAG aumenta la inmunidad frente al ruido pues permite que pasen hacia el circuito de disparo las señales de amplitud grande pero no el ruido, cuya amplitud es menor. Para medir la frecuencia desconocida (f_x), el controlador ajusta el filtro sintonizable (empezando por abajo, $k = 1$) hasta que la frecuencia intermedia f quede por debajo de 200 MHz. Cuando el detector de señal detecta que hay señal de video, se pasa a medir la frecuencia de esta señal

$$f = f_x - k \times a \times f_o \quad (6.16)$$

El valor medido es

$$f_x = f(\text{contador}) + k \times a \times f_o \quad (6.17)$$

Hay que sumar porque la sintonía se ha iniciado desde abajo ($k = 1$). Para mayor seguridad se puede pasar luego a $k + 1$ y obtener otro batido de frecuencias dentro de la banda del amplificador de video. En este caso,

$$f = (k + 1) \times a \times f_o - f_x \quad (6.18)$$

Con este sistema se alcanza a medir hasta frecuencias superiores a 40 GHz, pero no se pueden medir señales que tengan un factor de modulación de amplitud muy alto, porque el CAG confunde las amplitudes pequeñas con ruido.

El método del *oscilador de transferencia* para la conversión de frecuencias en contadores se basa en generar una frecuencia interna con un oscilador, estabilizado por PLL según la frecuencia de referencia del contador, y que se sintoniza de modo que un armónico suyo produzca un batido nulo al mezclarlo con la señal que se desea medir. La frecuencia que se mide es la del oscilador interno, extendiendo la base de tiempos por un factor igual al número de armónico que produce el batido nulo (figura 6.24). Es también un método de medida por batido.

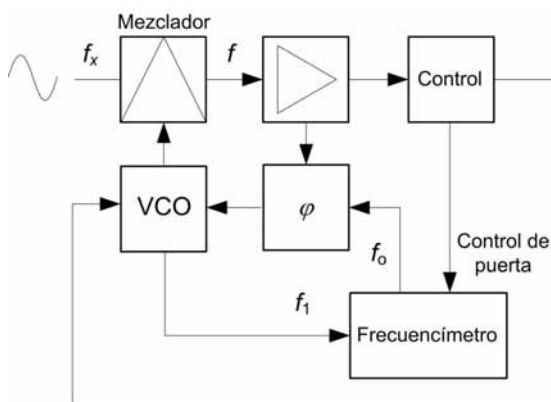


Figura 6.24 Método del oscilador de transferencia para medir frecuencias altas.

Para medir la frecuencia desconocida, el controlador sintoniza el VCO hasta que se detecte un batido nulo, y se mantiene ahí al VCO. Para que la frecuencia de éste se mantenga fija, se engancha en fase a la frecuencia interna de referencia del contador, a la vez que, si la entrada varía un poco, se

va reajustando el VCO gracias al PLL. Para saber con qué armónico del VCO se está obteniendo el batido nulo, se utiliza un segundo VCO (no mostrado en la figura 6.24) cuya frecuencia de salida f_2 está desplazada f_0 respecto a la frecuencia f_1 del primer VCO. Cuando se obtiene también un batido nulo con el segundo VCO se tiene,

$$\begin{aligned} f_x &= k \times f_1 \\ f_x &= (k-1) \times f_2 \quad [f_2 > f_1] \end{aligned}$$

y k se determina mediante la relación,

$$k = \frac{f_2}{f_2 - f_1} \quad (6.19)$$

Si el tiempo de puerta se extiende en un factor k , la lectura será $k \times f_1$, es decir, f_x . En realidad, la frecuencia intermedia que se lleva al detector de fase tiene un desplazamiento (*offset*) fijo (igual a la frecuencia de referencia normalmente), pues de lo contrario con frecuencia intermedia nula no se podría hacer el enganche de fase. Pero en el frecuencímetro ya se descuenta automáticamente este *offset*. En cambio la frecuencia intermedia que se lleva al controlador no tiene *offset* alguno porque sirve para detectar el cero.

6.7 Incertidumbre en frecuencímetros y contadores

Los frecuencímetros y contadores tienen algunas componentes de la incertidumbre instrumental que están presentes en todos los modos de funcionamiento, y otras que sólo aparecen en algunos modos. El análisis que se presenta a continuación es una guía para facilitar la comprensión de los diversos métodos de cálculo de la incertidumbre propuestos por los fabricantes para cada instrumento y modo de medida.

6.7.1 Incertidumbre instrumental en frecuencímetros y contadores

Las tres principales componentes de la incertidumbre instrumental presentes en todas las medidas son: la resolución de la indicación digital, la incertidumbre en la base de tiempos y la incertidumbre en el disparo, aunque esta última sólo es importante en algunos modos de medida. Los tiempos de conmutación y el retardo de la puerta están también siempre presentes, pero

sólo afectan de forma notable cuando se miden tiempos muy breves o frecuencias muy altas.

La resolución en una indicación digital es como mínimo 1 LSD. Si el número de dígitos es alto, esta resolución suele coincidir con la incertidumbre de “ ± 1 ” al contar, debido a la falta de sincronismo entre la señal de puerta y la señal contada (figura 1.6). Al medir frecuencia mediante un contador recíproco, la resolución puede venir determinada por el truncamiento del resultado al calcular $f_x = 1/T_x$. Sea cual sea el factor que limita la resolución, si ésta es δN significa que todos los valores del mensurando que estén entre $N - \delta N/2$ y $N + \delta N/2$ tienen la misma probabilidad de producir una lectura N . Se demuestra que la incertidumbre típica es entonces

$$u(N) = 0,29\delta N \quad (6.20)$$

Para tener un nivel de confianza del 95 %, el factor de cobertura es en este caso $k = 1,937 (\approx 2)$, de modo que la incertidumbre de medida debida a este factor es

$$U(N) = 1,937 \times u(N) \approx 0,6\delta N \quad (6.21)$$

La incertidumbre relativa debida a la resolución será tanto menor cuanto mayor sea N , siempre y cuando el número de dígitos de la presentación sea suficiente para representar N . En caso contrario, aumentar el tiempo de puerta para tener un número de cuentas N mayor que la capacidad de presentación no implica una reducción de la incertidumbre relativa porque la incertidumbre absoluta δN es 1 LSD, no 1 cuenta. Hay instrumentos que cambian automáticamente la posición de su base de tiempos para obtener una lectura alta, pero sin rebasar la capacidad de presentación. En los modelos con predivisor, la resolución δN es sobre la frecuencia que se cuenta realmente, no sobre la frecuencia de entrada, de modo que, para un tiempo de puerta determinado, la incertidumbre aumenta de acuerdo con el factor de división p del predivisor.

La unidad de tiempo en un frecuencímetro es el periodo T_0 del oscilador de referencia. Su valor se supone conocido pero en realidad cambia debido al envejecimiento del oscilador y a sus derivas con la temperatura (figura 6.9), y a veces también con la tensión de alimentación. Los fabricantes especifican la incertidumbre relativa de cada componente, a un nivel de con-

fianza del 95 %, y recomiendan calcular la incertidumbre relativa total como la suma de las incertidumbres relativas de cada componente. La incertidumbre especificada es la de la frecuencia,

$$\frac{U(f_o)}{f_o} = \frac{U(f_o)}{f_o} \Big|_a + \frac{U(f_o)}{f_o} \Big|_\theta + \frac{U(f_o)}{f_o} \Big|_V \quad (6.22)$$

donde los subíndices se refieren, respectivamente, a: envejecimiento ("a", *aging* en inglés), temperatura (θ) y tensión de alimentación (V), en su caso. Dado que $T_o = 1/f_o$,

$$\frac{U(T_o)}{T_o} = \frac{U(f_o)}{f_o} \quad (6.23)$$

Si T_o es muy pequeño, también puede ser importante la inestabilidad de la base de tiempos a corto plazo (*jitter*). Para esta estabilidad se especifica un valor eficaz, de modo que hay que multiplicar este valor especificado por un factor de cobertura de 2 antes de sumarlo a las otras componentes de incertidumbre.

La *incertidumbre de disparo* se refiere a la indeterminación en el instante en el que se abre y cierra realmente la puerta debido a la presencia de ruido superpuesto a la señal a partir de la cual se controla la puerta. La figura 6.25 ilustra la situación cuando la señal de entrada v_s tiene superpuesto una tensión de ruido e_n . Se supone que la banda de histéresis es suficientemente ancha para no detectar falsos eventos, de manera que se ha representado un único umbral de disparo V_t (puede ser V_{tu} o V_{td}). Debido al ruido, el disparo se produce un tiempo t_x antes del instante en que v_s cruzaría el umbral si no hubiera ruido. t_x depende de la pendiente de la tensión v_s y de la amplitud del ruido e_n ,

$$t_x = \frac{e_n}{dv_s/dt} = \frac{e_n}{SR} \quad (6.24)$$

donde SR (*slew rate*) es una forma alternativa de expresar la pendiente de la señal. Aplicando la ley de propagación de la incertidumbre (1.14),

$$u^2(t_x) = \frac{u^2(e_n)}{SR^2} = \frac{E_n^2}{SR^2} \quad (6.25)$$

donde E_n es el valor eficaz del ruido. Dado que el efecto es el mismo si el ruido está superpuesto a la señal de entrada o se suma a ésta cuando se conecta al canal de entrada, tendremos

$$u(t_x) = \frac{\sqrt{E_{n,i}^2 + E_{n,s}^2}}{SR} \quad (6.26)$$

donde $E_{n,i}$ es el valor eficaz del ruido interno en el canal de entrada del instrumento y $E_{n,s}$ es el valor eficaz del ruido superpuesto a la señal. Tomando un factor de cobertura de 2, la componente de incertidumbre de medida será

$$U(t_x) = 2 \times u(t_x) \quad (6.27)$$

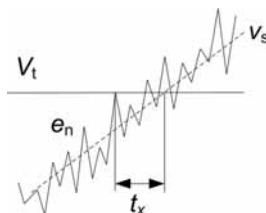


Figura 6.25 El ruido hace que el instante del disparo se anticipe (o retrase) un tiempo t_x .

Teniendo en cuenta que hay incertidumbre de disparo tanto al abrir como al cerrar la puerta, la incertidumbre de disparo total será

$$t_t = t_x + t_y \quad (6.28)$$

y de aquí

$$u^2(t_t) = u^2(t_x) + u^2(t_y) \quad (6.29)$$

$$u(t_t) = \sqrt{(E_{n,i}^2 + E_{n,s}^2) \left(\frac{1}{SR_a^2} + \frac{1}{SR_c^2} \right)} \quad (6.30)$$

donde SR_a es la pendiente de la señal en el instante de apertura de la puerta y SR_c es la pendiente en el instante de cierre. La incertidumbre de medida debida al disparo será

$$U(t_t) = 2 \times u(t_t) \quad (6.31)$$

Se concluye, pues, que la incertidumbre de disparo será tanto menor cuando mayor sea la pendiente de la señal que abre y cierra la puerta. En aquellos modos de funcionamiento donde la puerta es controlada por una señal de la base de tiempos, que es una señal cuadrada con flancos abruptos, la incertidumbre de disparo será mucho menor que en aquellos modos donde la puerta esté controlada por la señal de entrada.

Ejemplo 6.1 Calcular la incertidumbre de disparo en un frecuencímetro donde la puerta es abierta y cerrada por una señal cuadrada que pasa de 0 V a 5 V en 2 ns y tiene superpuesta una tensión de ruido cuyo valor eficaz es del 1 % de la amplitud de la señal. Comparar el resultado con el que se obtendría si la puerta fuera abierta y cerrada por una señal sinusoidal de 100 kHz y 5 V de pico a pico que tuviera superpuesta una tensión de ruido con un valor eficaz del 1 % de su amplitud de pico a pico. Supóngase en ambos casos que el ruido interno es muy inferior al de la señal.

En ambos casos la pendiente de la señal será la misma en la apertura y el cierre de la puerta, de modo que (6.30) se puede simplificar. Para la señal cuadrada,

$$U(t_i) = 2 \times \frac{\sqrt{2} \times E_{n,s}}{SR} = 2 \times \frac{\sqrt{2} \times 50 \text{ mV}}{5 \text{ mV}/2 \text{ ns}} = 57 \text{ ps}$$

Para la señal sinusoidal, la pendiente depende del instante de disparo. Si se supone el instante más favorable, que es el punto de paso por cero,

$$SR_{\max} = 2\pi fV_p = 2\pi \times (100 \text{ kHz}) \times (2,5 \text{ V}) = 0,5\pi \text{ V}/\mu\text{s}$$

$$U(t_i) = 2 \times \frac{\sqrt{2} \times E_{n,s}}{SR} = 2 \times \frac{\sqrt{2} \times 50 \text{ mV}}{0,5\pi \text{ V}/\mu\text{s}} = 90 \text{ ns}$$

El efecto de la pendiente de la señal en la incertidumbre es, pues, muy importante.

6.7.2 Incertidumbre en modo frecuencia

En modo frecuencia, las componentes de la incertidumbre más importantes son las debidas a la resolución digital y a la base de tiempos. Aplicando la ley de propagación de la incertidumbre al valor medido (6.3), para la incertidumbre del resultado de medida tendremos

$$U^2(f_x) = \frac{1}{t_p^2} U^2(N) + \frac{N^2}{t_p^4} U^2(t_p) \quad (6.32)$$

y para la incertidumbre relativa,

$$\frac{U^2(f_x)}{f_x^2} = \frac{U^2(N)}{N^2} + \frac{U^2(t_p)}{t_p^2} \quad (6.33)$$

Dado que la puerta es abierta y cerrada por una señal de la base de tiempos, que tendrá flancos rápidos, la incertidumbre en t_p se debe principalmente a las derivas del oscilador. Ciertamente, al recuadrar la señal de entrada para detectar los eventos habrá una incertidumbre de disparo. Pero dado que sólo interesa contar eventos, el instante en que realmente ocurren no importa, salvo para el primero y el último, que pueden quedar dentro o fuera del tiempo de puerta. Esta incertidumbre equivale a una incertidumbre adicional en el tiempo de puerta.

Ejemplo 6.2 Se mide la frecuencia de una señal cuadrada con un tiempo de puerta de 1 s y se obtiene una lectura de 250 000. Si entre 0 °C y 50 °C el oscilador del frecuencímetro tiene unas derivas de 5×10^{-6} , respecto a 25 °C, y de 3×10^{-7} /mes, y hace dos meses desde la última verificación de calibración, ¿cuál es el resultado?

Si consideramos que para el tiempo de puerta t_p predomina la incertidumbre del oscilador, y que t_p es un múltiplo entero del periodo del oscilador, a partir de (6.22) y (6.23) tendremos

$$\frac{U(t_p)}{t_p} = 5 \times 10^{-6} + 3 \times 10^{-7} \times 2 = 5,6 \times 10^{-6}$$

La resolución será $\delta N = 1$ (1 LSD), de modo que según (6.21), $U(N) = 0,6$. Aplicando (6.33) resulta

$$\frac{U^2(f_x)}{f_x} = \left(\frac{0,6}{250\,000} \right)^2 + (5,6 \times 10^{-6})^2 = (37,12)^2 \times 10^{-12}$$

Teniendo en cuenta el tiempo de puerta, el valor medido es $f_x = 250\,000$ Hz, y la incertidumbre de medida será

$$\frac{U(f_x)}{f_x} = 6,09 \times 10^{-12} \quad \rightarrow \quad U(f_x) = (6,09 \times 10^{-12}) \times 250\,000 \text{ Hz} = 1,52 \text{ Hz}$$

El resultado será $f_x = 250\,000 \text{ Hz} \pm 2 \text{ Hz}$.

En modo frecuencia hay, además, varios factores que pueden producir medidas incompatibles:

1. Disparos erráticos que se traducen en falsos eventos contados, debidos a la presencia de ruido superpuesto a la señal de entrada. Este factor se agrava cuando la señal de interés es lenta en la zona de disparo (baja pendiente). Para reconocer la presencia de disparos erráticos hay que empezar midiendo con la menor atenuación posible e irla aumentando hasta obtener una lectura estable. En este punto, la banda de histéresis es más ancha que el valor de pico a valle del ruido.

2. En señales de amplitud modulada, el nivel de disparo debe estar centrado en el valor de la señal, y la anchura de la banda de histéresis debe ser menor que el valor mínimo de la señal moduladora.
3. En señales moduladas por pulsos, la señal de puerta debe ser síncrona con el pulso y el tiempo de puerta debe ser más breve que la duración del pulso.
4. En las señales de frecuencia modulada, la frecuencia medida es la frecuencia media durante el tiempo en que está abierta la puerta. Si el tiempo de puerta es más breve que el periodo de la moduladora, las lecturas sucesivas discreparán claramente entre sí.

En la medida de relación de frecuencias, la puerta se controla mediante la señal de frecuencia más lenta, de modo que hay que considerar la incertidumbre de disparo, como en el modo periodo, que se describe a continuación. En cambio, no afecta la incertidumbre en la base de tiempos porque no se utiliza el oscilador interno.

6.7.3 Incertidumbre en modo periodo

En el modo periodo, o en la medida indirecta de la frecuencia, además de la incertidumbre debida a la resolución y a la base de tiempos, hay que tener en cuenta la debida al disparo. Si al valor medido (6.7) se le aplica la ley de propagación de la incertidumbre, resulta

$$\frac{U^2(T_x)}{T_x^2} = \frac{U^2(N)}{N^2} + \frac{U^2(f_o)}{f_o^2} \quad (6.34)$$

Pero el tiempo medido realmente es el periodo T_x “modificado” (ampliado o reducido) por las variaciones en el disparo en la apertura y el cierre de la puerta,

$$T'_x = T_x + t_x - t_y \quad (6.35)$$

Aplicando la ley de propagación de la incertidumbre (1.14), tendremos

$$U^2(T'_x) = U^2(T_x) + U^2(t_t) \quad (6.36)$$

donde $U(t_t)$ es la incertidumbre de disparo total, e incluye la producida al abrir y al cerrar la puerta, que es la misma porque el periodo se mide, por definición, entre dos puntos iguales de la misma señal. Sustituyendo (6.24), (6.30) y (6.31) en (6.36) se llega a

$$U^2(T'_x) = \left[\frac{U^2(N)}{N^2} + \frac{U^2(f_o)}{f_o^2} \right] T_x^2 + k^2 \frac{2(E_{n,i}^2 + E_{n,s}^2)}{SR^2} \quad (6.37)$$

donde k ($= 2$) es el factor de cobertura.

Ejemplo 6.3 Se mide el periodo de una señal cuadrada de unos 2500 Hz, 5 V y 2 ns de tiempo de transición, que tiene superpuesto un 1 % de ruido (en valor eficaz). Si el contador tiene un oscilador de 10 MHz, cuya incertidumbre relativa es de $5,6 \times 10^{-6}$, el ruido de su canal de entrada es despreciable y la lectura es $N = 40\,000$ (400,00 μ s), ¿cuál es el resultado?

Dado que la resolución digital es $\delta N = 1$ (1 LSD), según (6.21), $U(N) = 0,6$. Aplicando (6.37) resulta

$$\begin{aligned} U^2(T'_x) &= \left[\left(\frac{0,6}{40\,000} \right)^2 + (5,6 \times 10^{-6})^2 \right] \times (400\,\mu\text{s})^2 + 8 \times \left(\frac{5\,\text{V} \times 0,01}{5\,\text{V}/2\,\text{ns}} \right)^2 \\ &= (225 + 31,36) \times 10^{-12} \times (400\,\mu\text{s})^2 + 8 \times (5\,\text{ps})^2 \approx (6,4\,\text{ns})^2 \\ U(T'_x) &= 6,4\,\text{ns} \end{aligned}$$

El resultado será $T_x = 400,000\,\mu\text{s} \pm 6\,\text{ns}$. Obsérvese que, dado que la incertidumbre de medida es de sólo 6 ns, hemos añadido una cifra al valor leído (que hemos supuesto 0, a falta de más información). Esto sugiere que se podía haber extendido el tiempo de puerta por un factor de 10, y entonces se hubiera obtenido la cifra adicional en la presentación. Al aumentar N en un factor de 10, la incertidumbre relativa debida a la resolución se hubiese reducido también en un factor de 10 y, dado que la mayor parte de la incertidumbre se debe a la resolución (porque los flancos de la señal son rápidos), la incertidumbre de medida hubiese sido menor.

Promediando durante 10^m periodos, la incertidumbre relativa debida a la base de tiempos es la misma porque, aunque la incertidumbre absoluta queda multiplicada por 10^m por ser el tiempo medido 10^m veces más largo, para calcular el periodo habrá que dividir por 10^m , según (6.9). En cambio, la incertidumbre relativa debida al disparo es 10^m veces menor porque la puerta se abre y cierra una sola vez, de modo que la incertidumbre absoluta es la misma que sin promediar. La incertidumbre relativa debida a la resolución es también 10^m veces menor porque N es 10^m veces mayor y la resolución es la misma. Ahora bien, el periodo medido será el valor promedio durante el tiempo de medida y si dicho valor no es constante, los resultados de medidas sucesivas pueden ser incompatibles.

6.7.4 Incertidumbre en modo intervalo de tiempo

En las medidas de intervalos de tiempo y de anchura de pulsos, el número de cuentas obtenido es

$$N = (t_2 - t_1) \frac{f_o}{10^n} \quad (6.38)$$

y el valor medido será

$$t = t_2 - t_1 = N \frac{10^n}{f_o} \quad (6.39)$$

Las principales componentes de la incertidumbre de medida serán las debidas a la resolución digital, la base de tiempos, el efecto del ruido en el disparo (como en las medidas de periodo), las derivas en el nivel de la tensión de disparo y la anchura de la banda histéresis (figura 6.26). La incertidumbre en el disparo debida al ruido hace que en vez de medir la diferencia entre t_2 y t_1 se mida la diferencia entre $t_2 + t_y$ y $t_1 + t_x$. Debido a la incertidumbre en el nivel de disparo y la banda de histéresis, se mide realmente

$$t = t_2 + t_y + t_c - (t_1 + t_x + t_a) \quad (6.40)$$

donde t_a y t_c son, respectivamente, los incrementos de tiempo en la apertura y cierre debida a esos dos factores, es decir,

$$t_a = \frac{\Delta V_{tA} + \delta V / 2}{SR_a} \quad (6.41)$$

$$t_c = \frac{\Delta V_{tB} + \delta V / 2}{SR_c} \quad (6.42)$$

ΔV_{tA} y ΔV_{tB} son las desviaciones respectivas del nivel de disparo seleccionado en cada canal, y SR_a y SR_c son las pendientes de las señales que abren y cierran la puerta.

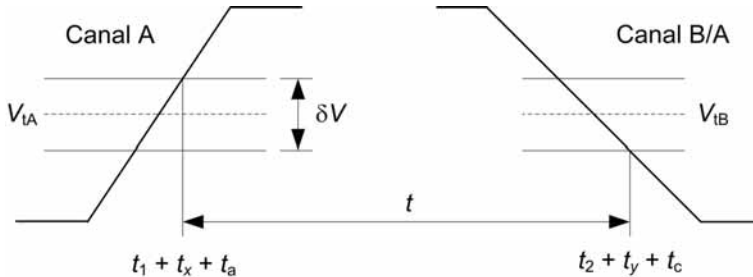


Figura 6.26 Instantes en los que se abre y cierra realmente la puerta debido al nivel de la tensión de disparo y la anchura de la banda de histéresis.

Si el intervalo de tiempo se mide entre canales distintos, los instantes de apertura y cierre serán independientes uno de otro. Aplicando entonces la ley de propagación de la incertidumbre a (6.40) obtenemos,

$$U^2(t) = U^2(t_2 - t_1) + U^2(t_x) + U^2(t_y) + U^2(t_a) + U^2(t_c) \quad (6.41)$$

$U^2(t_2 - t_1)$ se puede obtener de forma análoga a la empleada en las medidas de periodo—(6.34). $U^2(t_x)$ y $U^2(t_y)$ se pueden obtener aplicando (6.26) y (6.27) a las señales y canales pertinentes. $U^2(t_a)$ y $U^2(t_c)$ se pueden obtener aplicando la ley de propagación de la incertidumbre a (6.41) y (6.42), donde la incertidumbre en el nivel de tensión y la anchura de la banda de histéresis son independientes. Para el instante de apertura resulta,

$$U^2(t_a) = \frac{1}{\text{SR}_a^2} \left[U^2(V_{tA}) + \frac{1}{4} U^2(\delta V) \right] = \frac{1}{\text{SR}_a^2} \left[U^2(V_{tA}) + \frac{1}{4} \frac{(\delta V)^2}{3} \right] \quad (6.42)$$

donde la incertidumbre debida a la anchura de la banda de histéresis se ha estimado como la debida a la resolución digital en (6.20) y (6.21). La incertidumbre en el nivel de disparo la especifica el fabricante, a un nivel de confianza del 95 %, de la forma

$$U(V_t) = a \times V_t + b \quad (6.43)$$

Análogamente, para el instante de cierre se obtiene

$$U^2(t_c) = \frac{1}{\text{SR}_c^2} \left[U^2(V_{tB}) + \frac{1}{4} \frac{(\delta V)^2}{3} \right] \quad (6.44)$$

Si el intervalo de tiempo se mide entre dos puntos de la señal de un canal (por ejemplo para determinar la anchura de un pulso), t_a y t_c ya no son independientes porque hay una única tensión umbral V_t . En (6.40) tendremos el término

$$t_c - t_a = \Delta V_t \left(\frac{1}{\text{SR}_c} - \frac{1}{\text{SR}_a} \right) - \frac{\delta V}{2} \left(\frac{1}{\text{SR}_c} - \frac{1}{\text{SR}_a} \right) \quad (6.45)$$

La incertidumbre asociada a este término cumplirá

$$\begin{aligned}
 U^2(t_c - t_a) &= \left(\frac{1}{SR_c} - \frac{1}{SR_a} \right)^2 \left[U^2(V_t) + \frac{U^2(\delta V)}{4} \right] \\
 &= \left(\frac{1}{SR_c} - \frac{1}{SR_a} \right)^2 \left[U^2(V_t) + \frac{1}{4} \frac{(\delta V)^2}{3} \right]
 \end{aligned} \tag{6.46}$$

Entonces en (6.41) hay que sustituir los dos términos asociados a t_a y t_c por este otro término.

Ejemplo 6.4 Se mide el intervalo de tiempo entre dos flancos, uno con una velocidad de transición de 5 V en 2 ns y otro con una velocidad de transición de 5 V en 2,5 ns. El nivel de disparo V_t se selecciona en 2,5 V y el fabricante especifica una incertidumbre de $\pm(0,01 \times V_t + 15 \text{ mV})$ y una anchura de la banda de histéresis de 10 mV. Calcular la componente de incertidumbre del resultado debida al nivel de disparo según se mida entre dos canales o en un solo canal.

Si se mide entre dos canales, las componentes de incertidumbre debidas al nivel de disparo y la histéresis que hay que considerar son las de (6.42) y (6.44). Si se mide en un solo canal, hay que considerar sólo (6.46). Las pendientes respectivas de las señales que abren y cierran la puerta serán $SR_a = 2,5 \text{ V/ns}$ y $SR_c = 2 \text{ V/ns}$. La componente de incertidumbre debida al nivel de disparo será

$$U(V_t) = 0,01 \times 2,5 \text{ V} + 15 \text{ mV} = 40 \text{ mV}$$

Dado que $\delta V = 10 \text{ mV}$, aplicando (6.42) resulta

$$U^2(t_a) = \frac{1}{(2 \text{ V/ns})^2} \left[(40 \text{ mV})^2 + \frac{(10 \text{ mV})^2}{12} \right] \approx (16 \text{ ps})^2$$

Análogamente, aplicando (6.44) resulta

$$U^2(t_c) = \frac{1}{(2,5 \text{ V/ns})^2} \left[(40 \text{ mV})^2 + \frac{(10 \text{ mV})^2}{12} \right] \approx (20 \text{ ps})^2$$

El efecto de la pendiente es importante. Finalmente,

$$U^2(t) \Big|_{\text{nivel}} = (16^2 + 20^2) (\text{ps})^2 \approx (26 \text{ ps})^2$$

Si se mide en un solo canal, (6.46) lleva a

$$U^2(t_c - t_a) = \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{2,5} \right)^2 \left(\frac{\text{ns}}{\text{V}} \right)^2 \left[(40 \text{ mV})^2 + \frac{(10 \text{ mV})^2}{12} \right] \approx (4 \text{ ps})^2$$

La componente de incertidumbre se ha reducido por 6,5.

Otras componentes de incertidumbre son las diferencias entre las características de los dos canales: ganancia/atenuación en la etapa de entrada,

diferencia entre los retardos de los circuitos de cada canal, e incluso la diferencia de longitud entre los cables de conexión. Al medir en un solo canal, la distorsión de la señal puede también influir en el instante de disparo.

Dado que medir un intervalo de tiempo implica abrir y cerrar la puerta cada vez que se mide un intervalo, aquí no es posible extender el tiempo de puerta para obtener una reducción directa de la incertidumbre relativa, tal como sucede al promediar periodos. La medición reiterada de un determinado intervalo de tiempo es una medida por observaciones repetidas, de modo que el resultado (valor medido e incertidumbre) hay que obtenerlo empleando los métodos descritos en el apartado 1.3.4.

7. Medidores de impedancia

El conocimiento de la impedancia eléctrica es a menudo imprescindible para diseñar componentes, circuitos electrónicos y sistemas. Por ejemplo, para diseñar un componente electrónico hay que saber la impedancia de los materiales de que está constituido; para diseñar un filtro hay que saber cómo se comporta cada componente en la banda de paso y en la banda rechazada; para aumentar el ancho de banda de un amplificador hay que conocer la impedancia de sus componentes pasivos a alta frecuencia, distinta de su impedancia a baja frecuencia; para interconectar dos instrumentos es necesario conocer las impedancias de salida y de entrada respectivas, y las características del cable de conexión. Los fabricantes especifican sólo el valor nominal de los componentes y su tolerancia, o el comportamiento del componente en unas condiciones de trabajo (tensión, corriente, frecuencia) específicas, que no tienen porqué coincidir con las condiciones de utilización.

En este capítulo se analiza el significado de las medidas de impedancia eléctrica y se describen los métodos de medida de impedancia más frecuentes. La mayoría de los medidores de impedancia actuales son digitales y se distinguen según su banda de frecuencias de medida, los valores de impedancia medidos y el tipo de visualización. La gama de modelos disponibles es mucho más limitada que la de multímetros digitales, pero éstos sólo miden resistencia en continua.

7.1 *Función y tipos. Concepto de impedancia eléctrica*

La *impedancia* es la única propiedad eléctrica inherente a todos los materiales o componentes electrónicos, y describe la oposición que ofrecen al paso de corriente alterna, a una frecuencia dada. Se define, a partir de la ley de Ohm, como el cociente entre la tensión (sinusoidal) aplicada al material, componente o circuito y la corriente (también sinusoidal) resultante,

$$Z = \frac{V}{I} = \frac{V_p \operatorname{sen} \omega t}{I_p \operatorname{sen}(\omega t - \theta)} \quad (7.1)$$

Si hay elementos que almacenan energía (capacidades o inductancias), V e I no están en fase, de modo que, por ejemplo, cuando V vale cero, I no es nula. Esto obliga a describir la impedancia mediante dos parámetros: su *módulo* (cociente de los módulos de V e I) y su *fase* (desfase entre V e I). La impedancia se puede representar, pues, mediante un número complejo, que admite la representación rectangular, o cartesiana,

$$Z = R + jX \tag{7.2}$$

y la representación polar

$$Z = |Z|(\cos \theta + j \sin \theta) = |Z|e^{j\theta} \tag{7.3}$$

R es la *resistencia* – en alterna—(parte real de Z), X es la *reactancia* (parte imaginaria de Z), $|Z|$ es el módulo de Z y su unidad es el ohm, y θ es el *desfase* de I respecto a V y su unidad es el radián. La relación entre las dos representaciones se muestra en la tabla 7.1. Tanto R como X varían en principio con la frecuencia, porque Z es distinta para cada frecuencia de la señal de excitación aplicada, aunque puede ser constante para una banda de frecuencias determinada. Además, R no coincide con el valor obtenido al medir en continua. R es la responsable de la energía disipada en la impedancia, mientras que X lo es de la energía almacenada. Para una *resistencia pura*, $Z = R$. Para una *inductancia pura*, $Z = j\omega L$, $R = 0$ y $X = \omega L$. Para una *capacidad pura*, $Z = 1/j\omega C = -j/\omega C$, $R = 0$ y $X = -1/\omega C$. La impedancia es un parámetro adecuado para describir la conexión en serie de una resistencia y una reactancia pura.

Tabla 7.1 Relaciones entre las componentes de la representación polar y cartesiana de la impedancia y la admitancia, y entre las componentes de estas dos.

$Z \equiv \frac{1}{Y}$	$Z = R + jX = Z e^{j\theta}$			
$Y = G + jB$ $= Y e^{j\phi}$	$R = \frac{G}{G^2 + B^2}$	$X = -\frac{B}{G^2 + B^2}$	$ Z = \sqrt{R^2 + X^2}$	$\tan \theta = \frac{X}{R}$
	$G = \frac{R}{R^2 + X^2}$	$B = -\frac{X}{R^2 + X^2}$	$ Y = \sqrt{G^2 + B^2}$	$\tan \phi = \frac{B}{G}$
	$Q = \frac{ X }{R} = \frac{ B }{G}$	$D = \frac{1}{Q} = \frac{R}{ X } = \frac{G}{ B }$	$ Z = \frac{1}{ Y }$	$\phi = -\theta$

Recíprocamente, se puede considerar la caída de tensión V que aparece en un material cuando se hace pasar por él una corriente I sinusoidal de una determinada frecuencia. Este parámetro se denomina *admitancia*,

$$Y = \frac{I}{V} = \frac{1}{Z} \quad (7.4)$$

Es también un parámetro complejo que admite representación rectangular,

$$Y = G + jB \quad (7.5)$$

y polar,

$$Y = |Y|(\cos \phi + j \sin \phi) = |Y|e^{j\phi} \quad (7.6)$$

G es la *conductancia* (parte real de Y), B es la *susceptancia* (parte imaginaria de Y), $|Y|$ es el módulo de Y , y su unidad es el siemens (S), y ϕ es el desfase de V respecto a I , y su unidad es el radián. G y B también varían con la frecuencia, pues ni Y ni ϕ son constantes. La admitancia es un parámetro adecuado para describir la conexión en paralelo de una conductancia y una susceptancia puras.

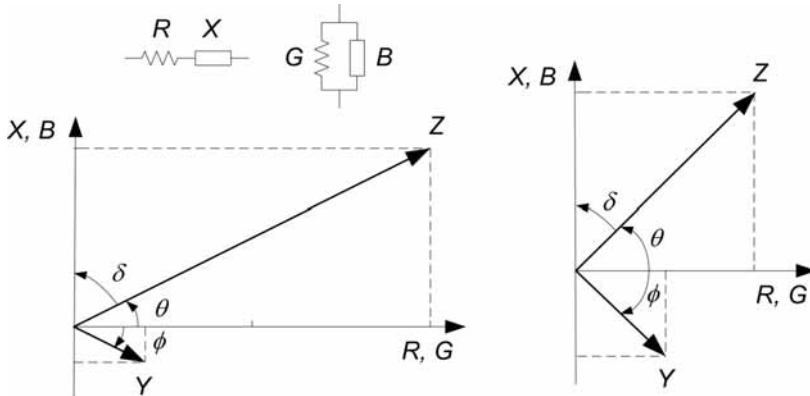


Figura 7.1 Relaciones entre la impedancia (Z) y la admitancia (Y) según la fase: en el diagrama de la izquierda, $\theta = 30^\circ$ ($\delta = 60^\circ$, $\phi = -30^\circ$); en el ejemplo de la derecha, $\theta = 45^\circ$ ($\delta = 45^\circ$, $\phi = -45^\circ$).

La reciprocidad entre Z e Y determina la relación entre los demás parámetros (tabla 7.1). En particular, la fase tiene el mismo valor absoluto

pero signo opuesto, y cuanto más se aproxima a cero, más distintos son los módulos de Z e Y (figura 7.1). Además, $G = 1/R$ sólo cuando $B = 0$, es decir, para una resistencia pura, y $B = 1/X$ sólo cuando $G = 0$, es decir, para una susceptancia pura. Por lo tanto, aunque la admitancia siempre es igual al recíproco de la impedancia, la conductancia no es igual al recíproco de la resistencia (salvo para corriente continua), y la susceptancia no es igual al recíproco de la reactancia. El término *immitancia* se refiere tanto a la impedancia como a la admitancia.

Como parámetros adicionales, para los componentes electrónicos pasivos se introducen el *factor de calidad* Q y el *factor de disipación* D . El factor de calidad se define como el cociente entre el módulo de la componente imaginaria y la componente real de una immitancia

$$Q = \frac{|X|}{R} = \frac{|B|}{G} = \tan \theta \quad (7.7)$$

Un valor de Q alto indica que se disipa poca energía, por lo que Q es un parámetro adecuado para valorar la pureza de una reactancia. Se emplea mucho en bobinas y en componentes inductivos en general.

El factor de disipación es el recíproco del factor de calidad,

$$D = \frac{1}{Q} = \frac{R}{|X|} = \frac{G}{|B|} = \cotan \theta = \tan \delta \quad (7.8)$$

y su valor es tanto más pequeño cuantas menos pérdidas tenga el componente. Se emplea mucho para caracterizar los condensadores. Como alternativa se da a veces el *factor de potencia*,

$$FP = \cos \theta = \frac{R}{|Z|} = \frac{D}{\sqrt{1 + D^2}} \quad (7.9)$$

Los medidores de impedancia, o *impedancímetros*, son instrumentos que permiten medir uno o varios de los parámetros anteriores, a una o varias frecuencias fijas (*medidores LCR*—o *RCL*—con presentación numérica), o en toda una banda de frecuencias (*analizadores de impedancia*, con presentación numérica y gráfica, y selección interna del modelo equivalente más adecuado). Se distingue entre los que miden por desviación, los que miden

por detección de nulo y los que miden por resonancia. A frecuencias de microondas, la impedancia se mide a veces mediante los denominados *analizadores de redes*, que se basan en la transmisión y reflexión de ondas (Cuadro 7.1), son la mejor opción para medir impedancias de entre $50\ \Omega$ y $75\ \Omega$ (aunque miden desde unos $2\ \Omega$ hasta $5000\ \Omega$), y cubren hasta $110\ \text{GHz}$.

Los instrumentos que *miden por desviación* se basan normalmente en medir (digitalmente) V e I , y luego calculan (internamente) V/I . La incertidumbre de la medida depende de la incertidumbre en las medidas respectivas de V e I .

En los instrumentos que *miden por detección de nulo* (o *de cero*)—puentes de medida de alterna manuales y automáticos—se compara la impedancia que se desea medir con otra conocida y ajustable, mediante un circuito que tiene una relación conocida entre sus elementos cuando hay un cero de salida (tensión o corriente). La incertidumbre de medida depende de la incertidumbre en el valor de un componente pasivo similar al que se mide y de la sensibilidad del detector de la diferencia entre ambos.

En los instrumentos que *miden por resonancia* se ajusta el valor de un componente conocido hasta alcanzar una condición de resonancia y, a partir de la relación que existe entre los dos valores en esta condición, se deduce el valor del componente desconocido.

7.2 Circuitos equivalentes serie y paralelo

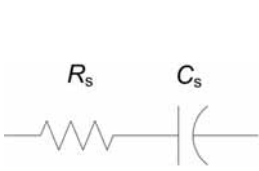
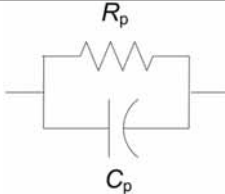
Los medidores de impedancia se emplean para caracterizar materiales y componentes electrónicos, y para analizar redes. En todas las aplicaciones, y dadas las múltiples opciones de presentación de resultados que se ofrecen, es importante conocer las alternativas disponibles para modelar impedancias.

A una frecuencia dada, cualquier impedancia puede ser descrita mediante dos cantidades, una real y otra imaginaria, que se pueden simular mediante elementos de circuito ideales: la *resistencia equivalente* y la *reactancia equivalente* (inductiva o capacitiva) (figura 7.1). Si la impedancia se representa como suma de estos términos, se dice que está representada (o modelada) mediante su *circuito equivalente serie*. Pero la misma impedan-

cia, medida a la frecuencia considerada, también se puede representar mediante una admitancia con componentes G y B , que se sobreentienden conectadas en paralelo. En este caso se habla de un modelo basado en el *circuito equivalente paralelo*.

La diferencia entre los valores de los componentes en los modelos serie y paralelo depende del desfase, que para un componente pasivo depende de su calidad. Pero, en cualquier caso, los elementos equivalentes sólo son válidos, en principio, a una frecuencia determinada. El mejor modelo es aquel que es válido para un margen de frecuencias más amplio; es decir, que al cambiar la frecuencia de medida no hace falta cambiar el valor de los elementos del modelo para describir el valor de impedancia medido. Si no se dice lo contrario, se sobreentiende que los elementos de una impedancia son los de su modelo serie. La parte real del circuito equivalente serie se designa como resistencia equivalente serie (ESR, *Equivalent Series Resistance*).

Tabla 7.2 Circuitos equivalentes para la conexión en serie y en paralelo de una resistencia y una capacidad.

	$Z_s = R_s + \frac{1}{j\omega C_s}$ $= R_s \left(1 - \frac{j}{D} \right)$ $= \frac{1}{\omega C_s} (D - j)$	$C_s = (1 + D^2) C_p$ $R_s = \frac{D^2}{1 + D^2} R_p$	$D = \omega C_s R_s$
	$Y_p = \frac{1}{R_p} + j\omega C_p$	$C_p = \frac{1}{1 + D^2} C_s$ $R_p = \frac{1 + D^2}{D^2} R_s$	$D = \frac{1}{\omega C_p R_p}$


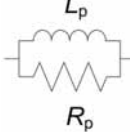
La tabla 7.2 muestra las relaciones entre los elementos de los circuitos equivalentes para la conexión en serie y en paralelo de una resistencia y una capacidad. Las transformaciones sólo son válidas a la frecuencia a la que se ha medido el factor de disipación D , pues éste cambia con la frecuencia.

Puede comprobarse que $D_p = D_s = D$, tal como era de esperar, porque la calidad de un componente es independiente del modelo equivalente considerado para describirlo.

En los condensadores de alta calidad, D es muy pequeña, y entonces se cumple $C_p \approx C_s$. En otros casos, si al aumentar la frecuencia de medida aumenta D , el mejor modelo es el modelo serie. Si en cambio D disminuye a alta frecuencias, es mejor el modelo paralelo. En general, a 1 kHz, para condensadores inferiores a 10 nF es mejor el modelo paralelo y para condensadores mayores de 10 μ F es mejor el modelo serie.

La tabla 7.3 muestra las relaciones entre los elementos de los circuitos equivalentes para la conexión en serie y en paralelo de una resistencia y una inductancia. Dado que Q depende de la frecuencia, estas transformaciones sólo son válidas a la frecuencia a la que se ha medido Q . También aquí se cumple $Q_p = Q_s = Q$, según se puede comprobar.

Tabla 7.3 Circuitos equivalentes para la conexión en serie y en paralelo de una resistencia y una inductancia.

	$Z_s = R_s + j\omega L_s$ $= R_s (1 + jQ)$ $= \omega L_s \left(\frac{1}{Q} + j \right)$	$L_s = \frac{Q^2}{1 + Q^2} L_p$ $R_s = \frac{1}{1 + Q^2} R_p$	$Q = \frac{\omega L_s}{R_s}$
	$Y_p = \frac{1}{R_p} + \frac{1}{j\omega L_p}$	$L_p = \frac{1 + Q^2}{Q^2} L_s$ $R_p = (1 + Q^2) R_s$	$Q = \frac{R_p}{\omega L_p}$

En las bobinas de calidad, Q es muy alta y se cumple $L_p \approx L_s$. En otros casos, si al aumentar la frecuencia aumenta Q , el modelo más adecuado es el modelo serie; si al aumentar la frecuencia Q disminuye, el modelo más adecuado es el modelo paralelo.

7.3 Características de los componentes pasivos reales

En la práctica no hay componentes que sean puramente resistivos, ni puramente reactivos. Así, los resistores, además de resistencia, tienen inductancia y capacidad; los inductores, tienen capacidad y resistencia, además de inductancia; y los condensadores tienen también resistencia e inductancia, además de capacidad. Estas imperfecciones en los componentes dependen de los materiales y de la tecnología de fabricación, y limitan su utilidad. De aquí el interés del factor de calidad Q , y del conocimiento de la incertidumbre al determinar la resistencia, inductancia y capacidad que modelan los componentes reales con modelos serie o paralelo. Un modelo erróneo conlleva una interpretación equivocada de las repercusiones que tiene emplear un determinado componente en un circuito. Hay que tener en cuenta que, aunque el circuito equivalente de un componente real incluya varios componentes ideales, el medidor de impedancia da sólo el valor de los dos parámetros elegidos ($|Z|$ y θ , R y X , G y B , etc.), a la frecuencia o banda de frecuencias de medida. Cuanto más ancha sea la banda de frecuencias considerada y más componentes tenga el circuito equivalente, mayor será la discrepancia entre los valores de los componentes de dicho circuito equivalente y los resultados del modelo serie o paralelo. Además, a la larga, la impedancia de cualquier componente decrece al aumentar la frecuencia, aunque su circuito equivalente en la banda de frecuencias de interés sugiera un comportamiento distinto.

7.3.1 Resistores

El circuito equivalente más adecuado para describir la impedancia de un resistor depende del material y del tipo de resistor (hilo bobinado, película metálica, película de carbón, película gruesa, composición de carbón, SMD—montaje superficial, *Surface Mount Device*—etc.). Para un resistor de composición de carbón (granos de carbón aglomerados), el mejor modelo es el de la figura 7.2, donde L representa la inductancia de los terminales y C la capacidad entre granos de carbón. La impedancia real es

$$Z = \frac{R}{1 + \omega^2 C^2 R^2} + j \left[\omega L - \frac{\omega R^2 C}{1 + \omega^2 R^2 C^2} \right] = \text{ESR} + jX \quad (7.10)$$

De aquí se deducen la resistencia equivalente serie

$$\text{ESR} = \frac{R}{1 + \omega^2 C^2 R^2} \quad (7.11)$$

y la reactancia equivalente serie

$$X = \omega L - \frac{\omega R^2 C}{1 + \omega^2 R^2 C^2} \quad (7.12)$$

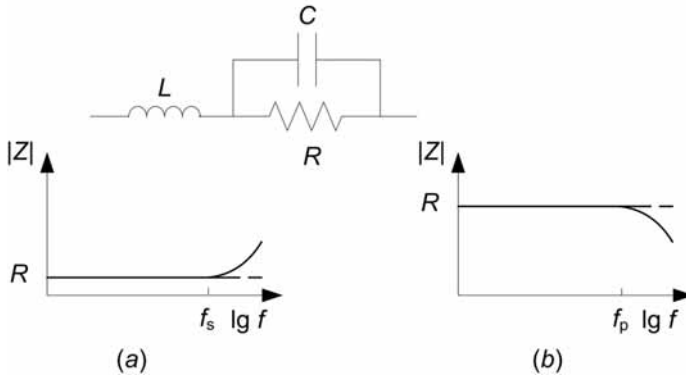


Figura 7.2 Circuito equivalente para un resistor de composición de carbón. (a) Módulo de la impedancia para resistores de bajo valor. (b) Módulo de la impedancia para resistores de alto valor. Las líneas de puntos corresponden a una resistencia pura.

Según (7.11), ESR decrece al aumentar la frecuencia (*efecto Boella*). Es importante notar también que ESR está afectada por C pero no por L . En cualquier caso, el módulo de la impedancia sólo es constante a frecuencias relativamente bajas. Para resistores de pequeño valor, la inductancia parásita aumenta la impedancia 20 dB/década a partir de $f_s = R/(2\pi L)$ (figura 7.2a). En un resistor conectado en un circuito impreso, la inductancia de las pistas se suma a la que tenga el componente solo. Para resistores de valor elevado, la capacidad parásita reduce la impedancia 20 dB/década a partir de $f_p = 1/(2\pi RC)$.

Para las resistencias de hilo bobinado son importantes, además de la resistencia del hilo, la inductancia del bobinado y la capacidad entre vueltas, que puede alcanzar los 5 pF. El modelo de parámetros concentrados empleado tiene los mismos elementos que hay en la figura 7.2, pero el conden-

sador está en paralelo con la resistencia y la inductancia conectadas en serie, como en las bobinas con núcleo de aire (figura 7.5).

Para las resistencias de película, ESR es prácticamente constante hasta frecuencias del orden de gigahertz y la inductancia es despreciable. La capacidad C vale entre 0,1 pF y 0,5 pF según la longitud de los terminales de conexión, y es despreciable en las que no tienen terminales, por ejemplo las de tecnología SMD.

Todos los parámetros del circuito equivalente dependen de la temperatura. Si se alcanzan temperaturas elevadas, R puede alcanzar, al cabo de un tiempo, un valor permanente que esté fuera de su intervalo de tolerancia. La presencia de componentes reactivos en resistores puede producir desfases (insospechados) en circuitos donde se incorporen dichos resistores e incluso hacerles susceptibles a interferencias electromagnéticas, porque los campos magnéticos variables inducirán tensiones en las inductancias (apartado 2.5). Los resistores cuya dependencia de alguna magnitud física o química (temperatura, humedad, iluminación, concentración de gas...) se pueda predecir, se utilizan como sensores para detectar dicha magnitud. Los resistores que dependen no linealmente de la tensión, como los MOV, o de la temperatura, como las PPTC (*Polymer Positive Temperature Coefficient resistor*), se emplean para proteger circuitos frente a sobretensiones y sobrecorrientes.

7.3.2 Condensadores

Las propiedades de un condensador dependen del dieléctrico (aluminio, tantalio, cerámica, mica, papel, poliéster, poliestireno, policarbonato, polipropileno, teflón...) y de la geometría del componente. Un modelo bastante aceptado para señales alternas (no transitorias) es el de la figura 7.3, donde R_s representa la resistencia de los terminales, placas y contactos, L representa la inductancia de los terminales y placas, y R_p representa la resistencia de fugas del dieléctrico y de la cápsula que protege al conjunto de placas y dieléctrico del ambiente. La impedancia real es parecida a la de la figura 7.2, pero con una resistencia R_s en serie adicional, y toma la forma

$$Z = R_s + \frac{R_p}{1 + \omega^2 C^2 R_p^2} + j \left[\omega L - \frac{\omega R_p^2 C}{1 + \omega^2 R_p^2 C^2} \right] = \text{ESR} + \frac{1}{j\omega C_{\text{eq}}} \quad (7.13)$$

De aquí se deduce,

$$\text{ESR} = R_s + \frac{R_p}{1 + \omega^2 R_p^2 C^2} \approx R_s \quad (7.14)$$

$$C_{\text{eq}} = \frac{C + \frac{1}{\omega^2 R_p^2 C}}{1 - \omega^2 LC - \frac{L}{R_p^2 C}} \approx \frac{C}{1 - \omega^2 LC} \quad (7.15)$$

donde las aproximaciones son válidas cuando hay pocas pérdidas en el dieléctrico (R_p es muy grande). En este caso,

$$D = \text{ESR} \times (2\pi f C_{\text{eq}}) \quad (7.16)$$

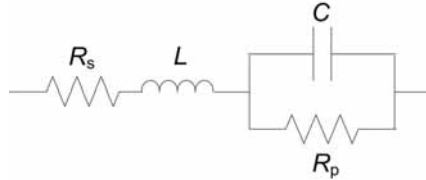


Figura 7.3 Circuito equivalente para un condensador con pérdidas.

ESR es siempre mayor que R_s y C_{eq} es siempre mayor que C . A alta frecuencia, C_{eq} puede ser negativa, es decir, el condensador se comporta como una inductancia (figura 7.4a). La frecuencia a partir de la cual se produce este comportamiento—frecuencia de resonancia del condensador, $f_r = [2\pi(LC)^{1/2}]^{-1}$ —puede ser de tan sólo decenas de kilohertz en los condensadores electrolíticos de aluminio y superar los centenares de megahertz en algunos condensadores cerámicos. A la frecuencia f_r , el factor de disipación aumenta bruscamente (figura 7.4b).

Todos los parámetros del circuito equivalente dependen de la temperatura, en particular la capacidad de los condensadores cerámicos que tienen una constante dieléctrica elevada (*high k*). La capacidad de los condensadores cerámicos depende además de la tensión que se les aplique, y esta dependencia varía también según sea su constante dieléctrica. La capacidad de los condensadores cerámicos de alta k disminuye mucho al aumentar la caí-

da de tensión continua entre sus bornes. La capacidad de algunos condensadores cerámicos decrece con el tiempo (envejecen). La presencia de una resistencia equivalente serie en los condensadores, no sólo produce un desfase adicional, sino que la energía disipada en ella puede deteriorar al condensador (particularmente los electrolíticos) y producir derivas térmicas en los componentes vecinos. La resistencia equivalente paralelo describe el proceso de descarga interna de los condensadores y es por tanto un parámetro útil para valorar su comportamiento en circuitos donde se pretende que retengan una determinada carga eléctrica durante un tiempo (circuitos de muestreo y retención).

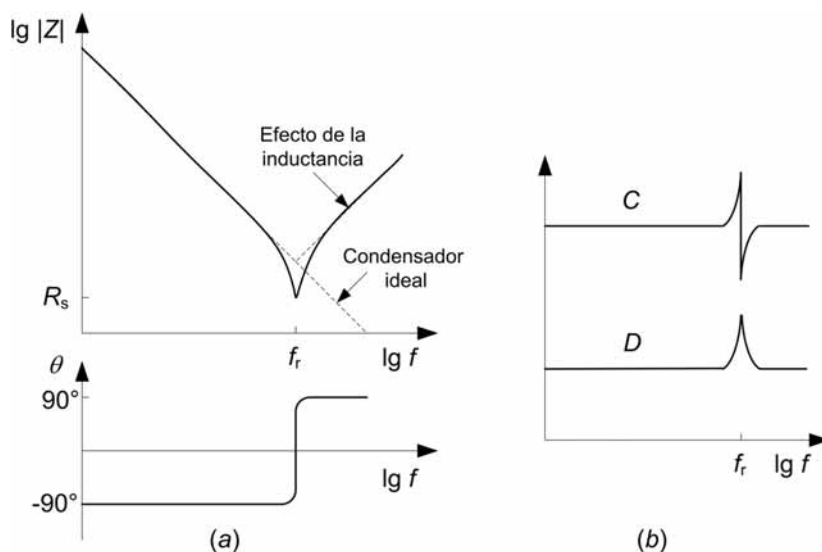


Figura 7.4 (a) Módulo y fase de la impedancia de un condensador real en función de la frecuencia. A partir de la frecuencia de resonancia f_r , se comporta como un inductor. (b) Capacidad equivalente y factor de pérdidas en función de la frecuencia.

7.3.3 Inductores

La inductancia de una bobina depende de sus dimensiones, del número de vueltas del hilo y de la permeabilidad del núcleo, μ . Para una bobina con

núcleo de aire (un eufemismo para decir que no hay núcleo ferromagnético), el modelo aceptado es el de la figura 7.5. La impedancia real es

$$Z = \text{ESR} + j\omega L_{\text{eq}} \quad (7.17)$$

donde

$$\text{ESR} \approx \frac{R}{(1 - \omega^2 LC)^2} \quad (7.18)$$

$$L_{\text{eq}} \approx \frac{L}{1 - \omega^2 LC} \quad (7.19)$$

La aproximación es válida siempre y cuando $\omega RC \ll 1$. ESR es siempre mayor que R y L_{eq} es siempre mayor que L . El factor de calidad real no es $\omega L/R$ sino

$$Q = \frac{\omega L_{\text{eq}}}{\text{ESR}} = \frac{\omega L}{R} (1 - \omega^2 LC) \quad (7.20)$$

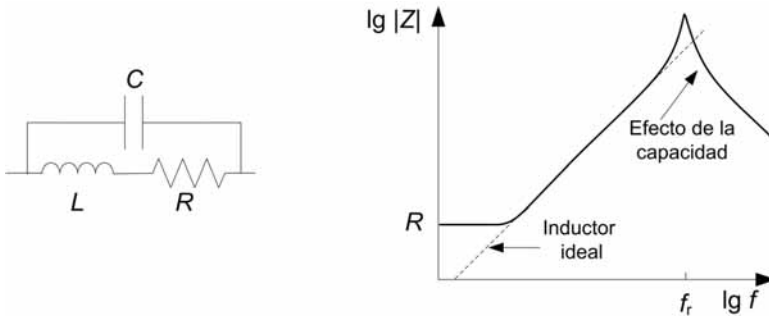


Figura 7.5 Modelo equivalente para una bobina con núcleo de aire y evolución aproximada del módulo de su impedancia con la frecuencia.

Los valores de Q que se obtienen son en general bajos, aunque más estables que con inductores de núcleo ferromagnético. Q es siempre menor que su valor teórico, que corresponde a $C = 0$. Una capacidad entre espiras grande reduce Q y la frecuencia de resonancia (SRF, *self-resonance frequency*). La inductancia equivalente aumenta a frecuencias próximas a la de resonancia, y para frecuencia superiores a ésta, la bobina se comporta como un condensador.

Para bobinas con núcleo de hierro (y, por consiguiente, inductancia elevada a bajas frecuencias), se incluyen las pérdidas por histéresis y por corrientes de Foucault mediante resistencias en paralelo con la inductancia (figura 7.6). Debido a la histéresis del núcleo, la inductancia depende de la intensidad de la corriente alterna que circule por la bobina. Además, la saturación del núcleo reduce L cuando el nivel de corriente continua es alto. El factor de calidad es mayor que en bobinas con núcleo de aire. Según el valor de μ y el material, la inductancia equivalente puede aumentar o disminuir al aumentar la temperatura, pero siempre se reduce al aumentar la frecuencia.

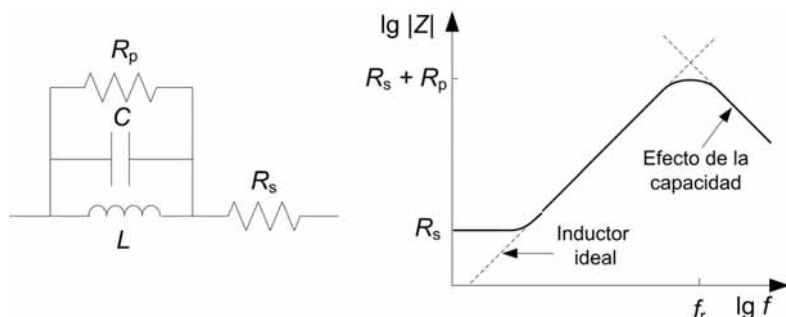


Figura 7.6 Modelo equivalente para una bobina con núcleo de hierro y pérdidas elevadas, y evolución aproximada del módulo de su impedancia con la frecuencia.

Las pérdidas resistivas en inductores reducen su factor de calidad y provocan desfases adicionales en los circuitos. De entre los componentes pasivos, el comportamiento de los inductores reales es el que más se aparta del ideal. Por ello, en instrumentación los inductores se usan más para filtrar interferencias en la alimentación o en circuitos de señales digitales, que en circuitos con señales analógicas donde se tenga que conocer bien la amplitud y preservar la fase de las señales, a menudo en un ancho de banda grande. Pero en circuitos de radiofrecuencia analógicos sintonizados, los inductores son imprescindibles.

7.3.4 Transformadores

Un transformador está formado por dos inductores devanados sobre un soporte común, de tal forma que el flujo magnético creado al circular una corriente por el primero sea abarcado por el segundo. Si el flujo magnético es

variable (por serlo la corriente), en el segundo inductor se induce una corriente proporcional a la del primero. Se deduce, pues, que el modelo equivalente es la combinación de los modelos de cada inductor más el acoplamiento magnético (inductancia mutua) y la inevitable capacidad parásita C_{12} entre las dos bobinas (figura 7.7). Para frecuencias inferiores a 1 MHz, el soporte es un núcleo ferromagnético, mientras que para frecuencias superiores se emplea núcleo de aire o un núcleo de ferrita especial (Mn-Zn o Ni-Zn), porque a alta frecuencia la permeabilidad relativa de los materiales ferromagnéticos ordinarios tiende a la unidad.

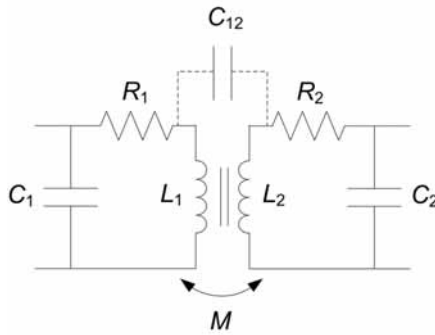


Figura 7.7 Modelo equivalente para un transformador.

En un transformador ideal, el flujo magnético creado por el primario es abarcado totalmente por el secundario, y además no hay pérdidas de potencia. El *factor de acoplamiento*,

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (7.21)$$

vale 1, y el factor de dispersión,

$$\sigma = 1 - k^2 \quad (7.22)$$

es nulo. En la práctica, $k^2 \approx 0,99$. La *relación de transformación* n se define como el cociente entre el número de espiras del secundario y del primario, y es igual al cociente entre las tensiones de salida (la obtenida en el secundario) y de entrada (la aplicada al primario),

$$n = \frac{N_2}{N_1} = \frac{V_2}{V_1} \quad (7.23)$$

Si $n > 1$, el transformador eleva la tensión. Si $n < 1$, la reduce.

En un transformador real, el *rendimiento* (cociente entre la potencia entregada en el secundario y la potencia tomada en el primario) es próximo a la unidad, pero siempre hay pérdidas, cuando menos en la resistencia de los devanados. En éstos se disipa potencia por efecto Joule, que calienta el transformador y puede deteriorar el barniz aislante que permite devanar las vueltas del hilo de cobre unas sobre las otras, y así reducir el volumen (y el peso) el transformador. Las capacidades parásitas limitan la máxima frecuencia de utilización, porque la impedancia de una capacidad a alta frecuencia es muy pequeña, de modo que al aplicar una tensión al primario la mayor parte de la corriente fluye por C_1 y C_{12} , en lugar de hacerlo por L_1 .

7.4 Métodos de medida por desviación

Los métodos de medida de impedancia basados en una desviación aplican normalmente la ley de Ohm de forma directa o indirecta. Los más habituales son el del divisor de tensión y los métodos I - V , en los que se miden V e I , o en los que se inyecta una corriente o una tensión constantes y se mide, respectivamente, la caída de tensión o la corriente en la impedancia desconocida.

El método del *divisor de tensión* consiste en medir la tensión en bornes del elemento desconocido, dispuesto en serie con una impedancia conocida (una resistencia) y un oscilador de amplitud y frecuencia estables (figura 7.8a). Para obtener las componentes activa y reactiva hay que medir no sólo la amplitud sino también la fase de la tensión de salida respecto a la señal del oscilador. Un inconveniente de este método es que la amplitud de la tensión salida no es proporcional al módulo de la impedancia,

$$V_x = \frac{V_o}{R + Z_x} Z_x \rightarrow Z_x = R \frac{V_x}{V_o - V_x} \quad (7.24)$$

Su ventaja es que requiere menos elementos de alta precisión que un puente de alterna, pues para tener distintas escalas basta cambiar la impedancia de referencia (R). Se emplea para medir resistencias altas y condensadores con pocas fugas, en particular a alta tensión.

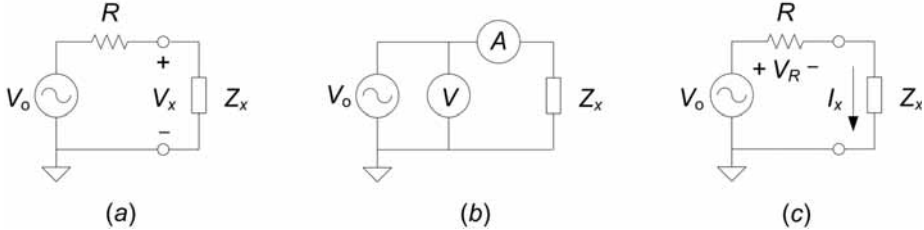


Figura 7.8 Medidas de impedancia. (a) Método del divisor de tensión. (b) Método I-V. (c) Aplicación del método I-V al circuito divisor de tensión.

En el *método I-V* se mide tanto la caída de tensión en la impedancia desconocida como la corriente a su través (figura 7.8b). Una forma de aplicarlo es utilizar el mismo circuito que el divisor de tensión, pero en lugar de medir sólo la caída de tensión en la impedancia desconocida, se mide también la caída de tensión en la resistencia de referencia, para deducir de ella la corriente que circula por dicha resistencia, y por tanto también a través de la impedancia desconocida (figura 7.8c). Entonces,

$$Z_x = \frac{V_o - V_R}{I_x} = \frac{V_o - V_R}{V_R} R \quad (7.25)$$

Un inconveniente de estos dos métodos es que la caída de tensión en la impedancia desconocida, o la corriente a su través, dependen del valor de la propia impedancia, de modo que las medidas se hacen a la frecuencia deseada pero con una tensión y corriente incontroladas. Los medidores *LCR* (*LCR meters*) permiten caracterizar una impedancia cuando se le aplica una tensión de frecuencia y amplitud específicas. La figura 7.9 muestra el fundamento de un impedancímetro de este tipo. Se conecta en serie con la impedancia desconocida Z_x un oscilador de frecuencia igual a aquella a la que desea hacer la medida; la corriente I_x a través de Z_x se deduce a partir de la caída de tensión que provoca en una resistencia de referencia R . La tensión en bornes de Z_x es igual a la tensión en bornes del oscilador y, dado que la

corriente que entra en el amplificador operacional es prácticamente nula, el resultado es

$$Z_x = \frac{V_x}{I_x} = -\frac{V_x}{V_R} R \quad (7.26)$$

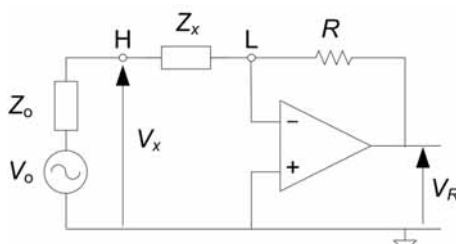


Figura 7.9 Medida de impedancia aplicando la tensión deseada entre los bornes de la impedancia desconocida.

Si se desea medir la admitancia, el resultado es

$$Y_x = \frac{I_x}{V_x} = -\frac{1}{R} \frac{V_R}{V_x} \quad (7.27)$$

El cambio de escala se realiza mediante R . Con este método se evita el efecto de la impedancia de salida del oscilador, Z_o . Además, eligiendo adecuadamente la tensión del oscilador se evita tener que medir tensiones muy grandes cuando Z_x es grande, como sucedería si se trabajara con corriente constante en todas las escalas, y tener que aplicar tensiones muy pequeñas cuando Z_x fuera pequeña, si se trabajara con tensión constante en todas las escalas. La tensión alterna aplicada es del orden de 0,1 V, 0,25 V o 1,0 V. La tensión continua disponible para aplicar a Z_x , por ejemplo para medir condensadores polarizables, puede ser de hasta 40 V, y la corriente continua (para bobinas), de hasta 20 A.

Las frecuencias de medida disponibles suelen ser 10 Hz, 120 Hz, 1 kHz, 10 kHz y 100 kHz. Hay modelos capaces de medir a una frecuencia entre 200 Hz y 100 kHz, elegida en saltos de 100 Hz. El uso de un amplificador operacional limita la frecuencia máxima de medida a unos 100 kHz, pero empleando detectores RF adecuados en vez de amplificadores operacionales, el método I - V se aplica hasta 3 GHz.

Cuando se desea determinar la parte real y la parte imaginaria de la immitancia desconocida, en todos los métodos anteriores hay que medir no sólo el módulo del cociente entre dos tensiones sino también el desfase entre ellas. Esta función se hace con la denominada *rectificación síncrona*, *detección de fase* o *detección coherente*. La figura 7.10 ilustra este proceso en un medidor LCR dispuesto para medir la capacidad de un condensador y su resistencia de fuga, y que está basado en un integrador.

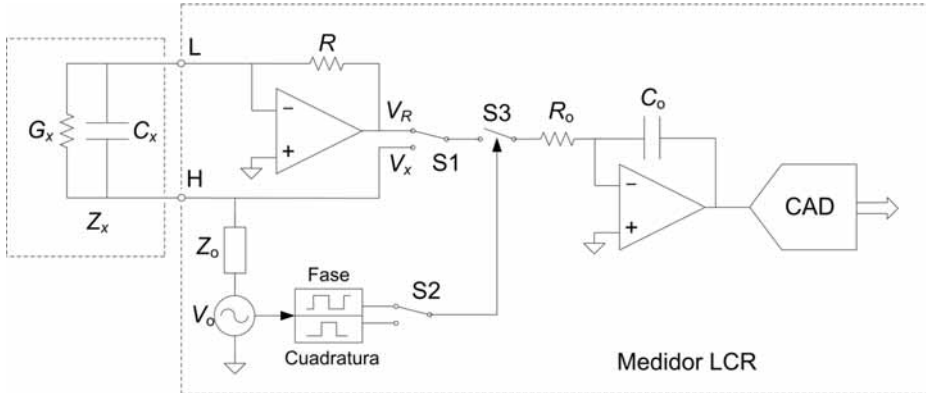


Figura 7.10 Esquema simplificado de un medidor LCR con detección síncrona al medir una impedancia Z_x capacitiva.

A partir del oscilador que genera la tensión sinusoidal aplicada al condensador, se generan dos tensiones cuadradas, una en fase y otra en cuadratura (desfasada 90°) respecto a la senoide. Estas dos tensiones controlan el cierre y apertura de un interruptor que conecta a un integrador la tensión V_R o la tensión V_x . La salida del integrador es digitalizada y el resultado se lleva al visualizador.

El valor de la salida del integrador depende de cuál sea la señal de control del interruptor S3. La figura 7.11a muestra que la corriente I_x a través del condensador (Y_x) es la suma de la corriente a través de la capacidad (I_C) y la corriente a través de la conductancia (I_G), que están desfasadas un ángulo ϕ . La salida del convertidor I - V es el producto por R de la suma de estas dos corrientes con el signo cambiado. Si el interruptor se cierra en fase con la tensión sinusoidal inyectada en el condensador (figura 7.11b), al inte-

gar durante un semiperiodo de la señal inyectada, la contribución neta de I_C a la tensión de salida es nula porque el cuarto de ciclo positivo se compensa con el cuarto de ciclo negativo; I_G , en cambio, producirá una tensión de salida proporcional. Si el interruptor se cierra en cuadratura (figura 7.11c), la corriente I_G no contribuye a la salida del integrador y en cambio I_C produce una tensión proporcional.

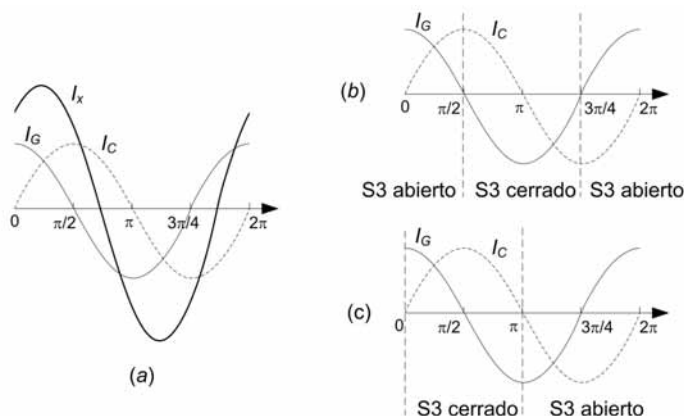


Figura 7.11 (a) Corrientes (total, real e imaginaria) a través de una admitancia, y su rectificación (b) en fase y (c) en cuadratura.

Un método de medida por desviación totalmente distinto a los anteriores consiste en medir la variación de la frecuencia de un oscilador cuando se incorpora en éste el componente de impedancia desconocida. Es un método de medida muy simple que se emplea en los medidores de la gama baja, y en particular en instrumentos manuales, similares a los multímetros digitales (*capacitance testers*). Tiene los inconvenientes de que ni permite seleccionar la frecuencia de medida, ni mide la fase, o las dos componentes (real e imaginaria) de la impedancia. El campo de medida máximo es de 20 pF a 20 mF, y normalmente trabajan a frecuencias entre 1 kHz y 20 kHz.

7.5 Métodos de medida por detección de nulo

Las medidas de impedancia basadas en la detección de nulo utilizan un circuito donde, cuando la tensión o corriente de salida son nulas, existe una relación específica entre las impedancias que lo forman. Si una de estas im-

pedancias es ajustable, se puede variar su valor hasta obtener la condición de salida nula, y deducir entonces el valor de la impedancia desconocida, en función de las otras impedancias del circuito.

Los *puentes (de medida) de alterna* son instrumentos de medida constituidos por al menos dos ramas y cuatro brazos, cada uno de los cuales es un grupo de componentes pasivos (resistencias, inductores, condensadores, etc.) conectados formando un cuadrilátero, en el que dos nodos diagonalmente opuestos se alimentan con una fuente de tensión o de corriente alternas, y los otros dos nodos se conectan a un instrumento detector de cero o a un instrumento de medida (figura 7.12). Cuando la salida es nula se cumple,

$$\frac{Z_1}{Z_3} = \frac{Z_2}{Z_4} \rightarrow Z_4 = \frac{Z_2 Z_3}{Z_1} = Z_2 Z_3 Y_1 \quad (7.28)$$

y esto implica que se cumplan, simultáneamente,

$$\frac{|Z_1|}{|Z_3|} = \frac{|Z_2|}{|Z_4|} \quad (7.29)$$

$$\theta_1 - \theta_3 = \theta_2 - \theta_4 \quad (7.30)$$

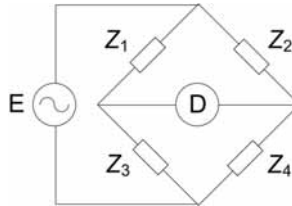


Figura 7.12 Estructura general de un puente de medida de alterna. E: excitación; D: detector.

Para obtener una salida nula hay que hacer, pues, dos ajustes, hasta obtener la igualdad de módulos y de fases. La realización manual de estos ajustes es lenta, y esto ha ido relegando este método a medidas de calibración, donde su baja incertidumbre es muy apreciada (Cuadro 7.2). Sin embargo, su popularidad ha sido tan grande durante, muchos años, que todavía se designan como “puentes” algunos instrumentos de medida de impedancia cuya estructura es totalmente distinta a la de un puente.

Para tener un instrumento con lectura directa, hay que medir módulo y fase en la salida del puente, y disponer dos elementos ajustables para cerrar un lazo de retroacción, o bien medir por desviación. En los puentes automáticos (*autobalancing bridges*) se emplea retroacción para ajustar el módulo y la fase de un oscilador controlable hasta que se obtiene una salida nula (figura 7.13). El detector es doble (parte real y parte imaginaria de la salida). El circuito no es propiamente un puente sino un seudopuente, pues sólo tiene dos brazos. Cuando se alcanza el equilibrio, se cumple

$$\frac{V_{o1}}{Z_x} + \frac{V_e}{R} = 0 \quad (7.31)$$

de modo que se puede determinar Z_x a partir de R y un cociente de tensiones (complejas).

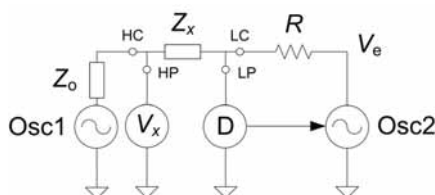


Figura 7.13 Fundamento de un “puente” de medida de impedancia automático. El oscilador controlado se ajusta (en módulo y fase) hasta que el detector detecta una tensión nula. La impedancia se conecta con cuatro terminales: HC (high current), HP (high potencial), LC (low current) y LP (low potencial).

Los puentes con retroacción se emplean en analizadores de impedancia que cubren desde 20 Hz hasta 110 MHz. El lazo de retroacción se diseña para mantener constante la tensión en bornes del componente desconocido, si se desea determinar su modelo paralelo, o para mantener constante la tensión en bornes de una resistencia de escalado (conocida), si se desea determinar el modelo serie del componente desconocido. Su campo de medida va desde 1 mΩ hasta unos 100 MΩ.

7.6 Métodos de medida por resonancia

Cuando se conectan en serie una resistencia, una inductancia y una capacidad, la condición de resonancia serie se alcanza cuando las reactancias inductiva y capacitiva tienen el mismo módulo. Es decir,

$$\omega L = \frac{1}{\omega C} \quad (7.32)$$

Los medidores de impedancia basados en resonancia (*Q meters*) tienen un oscilador de frecuencia seleccionable, un condensador de entre 10 pF y 500 pF con pocas fugas, que se ajusta hasta obtener la resonancia, y un voltímetro. Se han empleado tradicionalmente para medir inductores (figura 7.14). La condición de resonancia se reconoce porque v_d es casi máxima en dicho punto. La inductancia es entonces

$$L_x = \frac{1}{(2\pi f)^2 C} \quad (7.33)$$

donde f es la frecuencia del oscilador. El factor de calidad es

$$Q = \frac{V_d}{V_o} \quad (7.34)$$

y la resistencia serie se obtiene mediante

$$R_x = \frac{2\pi f L_x}{Q} \quad (7.35)$$

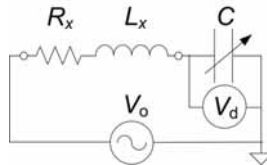


Figura 7.14 Medida de un inductor mediante resonancia: se ajusta C hasta que V_d sea máxima.

Con este método se mide hasta $Q = 1000$, con una incertidumbre relativa del 1 % o peor. Parte de la incertidumbre se debe a que la máxima tensión en bornes de C se produce a una frecuencia algo inferior a la de resonancia, y que depende de R_x^2 . Otra componente de la incertidumbre se debe

a la capacidad parásita C_x del inductor, que se puede determinar midiendo a dos frecuencias f_1 y $f_2 = 2f_1$, en el primer caso con C dispuesta en su valor máximo (C_1) y en el segundo caso con C ajustada al valor C_2 necesario para obtener la resonancia. Entonces,

$$C_x = \frac{C_1 - 4C_2}{3} \quad (7.36)$$

Aunque la resonancia se puede detectar digitalmente, los medidores de Q clásicos con detector analógico han sido en general reemplazados por los medidores LCR y los analizadores de impedancia.

7.7 *Incertidumbre en las medidas de impedancia*

Las tres principales componentes de incertidumbre al medir impedancia son: (1) el modelo empleado para describir la impedancia, (2) las impedancias parásitas de las conexiones, y (3) la incertidumbre instrumental.

La incertidumbre debida al modelo es una consecuencia del uso de modelos basados en dos componentes ideales para describir impedancias cuyo circuito equivalente consta de más de dos componentes ideales. Los medidores de impedancia presuponen normalmente un modelo (R_s, L_s) , (R_p, L_p) , (R_s, C_s) , o (R_p, L_p) . En estos casos, para reducir la incertidumbre se debe limitar la banda de frecuencias en la que se aplica cada modelo.

Para conectar el componente o circuito cuya impedancia se desea medir, se emplean accesorios (adaptadores, conectores) y cables cuya impedancia, sumada a la de los contactos, se añade al mensurando (figura 7.15). Para compensar este efecto, muchos medidores de impedancia permiten hacer, antes de cada medida, una calibración con dos o tres puntos (cortocircuito, circuito abierto, e impedancia próxima a la que se va a medir, por ejemplo, 50Ω). El uso de un circuito de medida de 4 terminales (o de Kelvin, figura 3.9), reduce el efecto de las impedancias de contactos y cables, pero no evita el acoplamiento mutuo entre el circuito de inyección y el de detección. Éste problema se resuelve mediante la detección coherente.

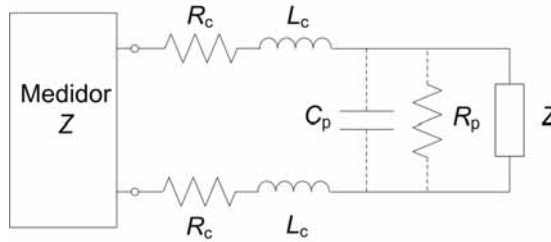


Figura 7.15 Impedancias parásitas de conectores, contactos y cables al medir una impedancia.

La incertidumbre instrumental en los impedancímetros viene expresada de forma similar a la de los multímetros digitales. La incertidumbre instrumental intrínseca depende de la frecuencia a la que se mide y del factor de calidad del componente. Al ser la impedancia una magnitud compleja, si predomina la parte real o la parte imaginaria, los valores de Q y D pueden llegar a ser negativos (i.e., sin sentido físico), debido a la incertidumbre de medida en el parámetro que no predomina. En la tabla 7.4 se resumen las especificaciones de un medidor LCR comercial.

Tabla 7.4 Especificaciones básicas del medidor LCR MZ-805 (Promax).

Parámetros medidos	R, L, C, D y Q	
Modelos de medida	Circuito equivalente serie o paralelo	
Frecuencias de medida	100 Hz, 1 kHz y 10 kHz	
Resolución y escalas de medida	Parámetro	Escala
	R	0,1 m Ω a 990 M Ω
	L	1 nH a 9,9 kH
	C	1 fF a 99mF
	D	0,001 a 999
	Q	0,001 a 999
Incertidumbre intrínseca	Desde 0,1 % lectura + 1 cuenta hasta 2 % lectura + 1 cuenta, según escala y frecuencia	
Presentación	Dos indicadores de 5 dígitos, más indicación de escala y función Indicación simultánea de (R, Q), (L, Q), (C, D), (C, R)	
Temperatura de funcionamiento	De +5 °C a 40 °C, humedad relativa del 20 % al 80 %	

Cuadro 7.1 Analizadores de redes

Un *analizador de redes* es un instrumento destinado a medir las características de transferencia o la impedancia de una red lineal, o ambas, mediante su respuesta a estímulos realizados en un campo de frecuencia dado. A baja frecuencia, un cuadripolo lineal se puede caracterizar mediante medidas de tensión y de corriente. Por ejemplo, si la red se describe mediante los parámetros h (figura C7.1),

$$\begin{aligned} V_1 &= h_{11}I_1 + h_{12}V_2 \\ I_2 &= h_{21}I_1 + h_{22}V_2 \end{aligned} \quad (C7.1)$$

h_{11} se puede determinar midiendo la relación V_1/I_1 , a distintas frecuencias, cuando la salida de la red está cortocircuitada ($V_2 = 0$); h_{12} se puede determinar midiendo V_1/V_2 cuando $I_1 = 0$, es decir, cuando la impedancia de entrada de la red es mucho mayor que la impedancia de salida de la fuente de señal; h_{21} y h_{22} se pueden determinar de forma análoga.

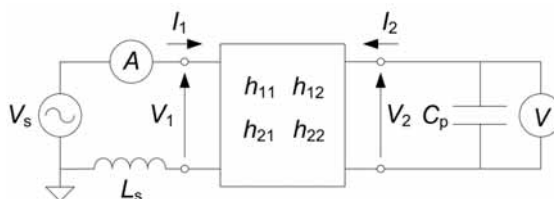


Figura C7.1 Caracterización de una red lineal con medidas de tensión y de corriente.

A alta frecuencia, sin embargo, las condiciones de circuito abierto y de cortocircuito pueden ser difíciles de obtener. De hecho, un cortocircuito a la salida de algunos componentes puede llevar a su destrucción, y un circuito abierto en un puerto de algunos circuitos puede hacer que oscilen. Además, a alta frecuencia, el comportamiento de las sondas para medir tensión y corriente dista mucho del ideal. En la figura C7.1, la inductancia serie L_s , asociada al circuito de conexión y al propio amperímetro, presentará una impedancia serie mucho mayor que la del generador; la capacitancia C_p en paralelo con el voltímetro reducirá su impedancia de entrada. Por ello, a alta frecuencia las redes se describen mediante sus características de transferencia de potencia cuando el generador y la carga tienen una impedancia característica Z_0 concreta, normalmente real y de 50Ω .

La conexión entre una fuente de señal de alta frecuencia y una carga hay que considerarla como una línea de transmisión con parámetros distribuidos R , L , G y C (figura C7.2a). La *impedancia característica de la línea*, Z_0 , se define como

$$Z_0 = \sqrt{\frac{Z}{Y}} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} = R_0 + jX_0 \quad (C7.2)$$

y la constante de propagación γ como

$$\gamma = \sqrt{ZY} = \alpha + j\beta \quad (C7.3)$$

donde α es la *constante de atenuación*, que se mide en nepers, y β es la *constante de fase*. A frecuencias muy altas, $\omega L \gg R$ y $\omega C \gg G$, de modo que se puede aproximar,

$$Z_0 \approx \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (C7.4)$$

y Z_0 es real.

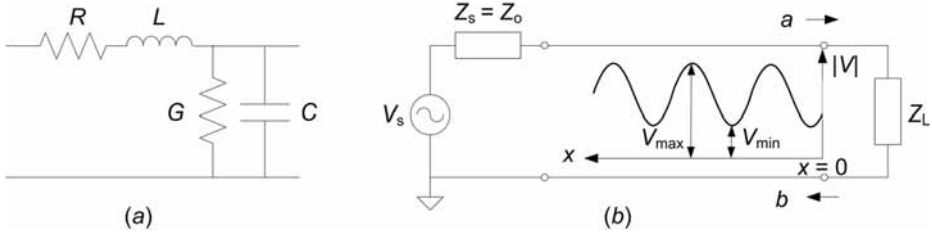


Figura C7.2 (a) Parámetros físicos (distribuidos) de una línea de transmisión y (b) onda estacionaria en una línea que conecta una fuente de señal con impedancia Z_0 a una carga Z_L ($\neq Z_0$).

La propagación de energía en una línea de transmisión se puede describir mediante una onda que es el resultado de la composición de una onda incidente a , que viaja desde el generador hasta la carga, y una onda reflejada b , que viaja en sentido contrario (figura C7.2b). La relación vectorial entre la onda incidente y la onda reflejada se denomina *coeficiente de reflexión*, y su valor es

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \rho \angle \phi \quad (C7.5)$$

de modo que $-1 \leq \Gamma \leq +1$. La *relación de onda estacionaria de tensión* (VSWR, Voltage Standing Wave Ratio) se define como el cociente entre la tensión máxima y la tensión mínima,

$$\text{VSWR} = \frac{V_{\max}}{V_{\min}} = \frac{|V_f| + |V_r|}{|V_f| - |V_r|} = \frac{1 + \rho}{1 - \rho} \quad (\text{C7.6})$$

donde los subíndices f y r se refieren, respectivamente, a “incidente” (*forward* en inglés) y “reflejada”.

Cuando la red que se desea caracterizar se conecte al generador y a la carga (figura C7.3), en cada uno de los dos puertos habrá transmisión y reflexión de energía. Las ondas incidente y reflejada en cada puerto se definen como una combinación lineal de las tensiones y corrientes en ellos,

$$\begin{aligned} a_i &= \frac{V_i + I_i Z_0}{2\sqrt{Z_0}} \\ b_i &= \frac{V_i - I_i Z_0}{2\sqrt{Z_0}} \end{aligned} \quad (\text{C7.7})$$

La impedancia en un puerto específico es entonces,

$$Z_i = \frac{V_i}{I_i} = Z_0 \frac{1 + b_i/a_i}{1 - b_i/a_i} = Z_0 \frac{1 + \Gamma_i}{1 - \Gamma_i} \quad (\text{C7.8})$$

donde $\Gamma_i = b_i/a_i$ es el coeficiente de reflexión en el puerto considerado. La red se caracteriza entonces por sus parámetros de dispersión, S ,

$$\begin{aligned} b_1 &= S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \\ b_2 &= S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \end{aligned} \quad (\text{C7.9})$$

S_{11} y S_{22} son los coeficientes de reflexión: $S_{11} = b_1/a_1$ cuando $a_2 = 0$ y $S_{22} = b_2/a_2$ cuando $a_1 = 0$. S_{21} y S_{12} son los coeficientes de transmisión: $S_{21} = b_2/a_1$ cuando $a_2 = 0$ y $S_{12} = b_1/a_2$ cuando $a_1 = 0$.

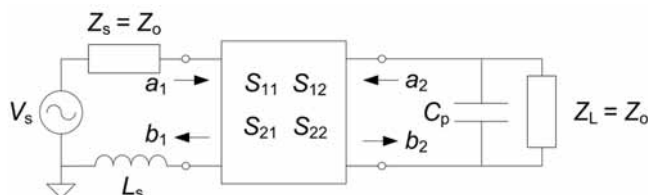


Figura C7.3 Caracterización de una red lineal a alta frecuencia mediante los parámetros de dispersión S .

Los parámetros S se miden indirectamente a partir de las medidas de potencia incidente, reflejada y transmitida en cada puerto (figura C7.4), o a partir de las medidas de módulo y fase en los nodos. Dado que Z_0 es relativamente grande, por alta que sea la frecuencia de medida se cumplirá, $\omega L_s \ll Z_0$ y $\omega C_p \ll Z_0$, de modo que la presencia de inductancias y capacidades parásitas tendrá poca repercusión en las medidas. A partir de los parámetros S se pueden calcular los demás parámetros empleados para describir redes lineales (h_{ij} , z_{ij} , y_{ij}).

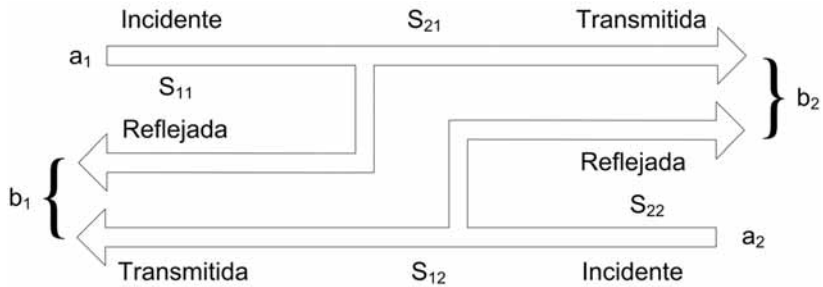


Figura C7.4 Relación entre los parámetros S y las potencias en cada puerto de un cuadripolo.

Cuadro 7.2 Puentes de alterna

La estructura general de un puente de medida de alterna de cuatro brazos se muestra en la figura 7.12, y la condición de equilibrio es la (7.28). Si Z_3/Z_1 es real, se puede comparar Z_4 con una impedancia similar, dispuesta en el brazo 2 (Z_2). Se tiene entonces un puente de comparación. Si en cambio se hace que Z_2Z_3 sea real, se puede comparar Z_4 con una admitancia puesta en el brazo 1 (Y_1), y se tiene un puente de inversión. La tabla C7.1 resume la estructura y ecuaciones de equilibrio para diversos puentes. Los puentes de Maxwell-Wien, Owen y Hay se emplean para medir inductores. Los puentes de Wien y Schering se emplean para medir condensadores. Este último se emplea sobre todo para medir las fugas en condensadores de alta tensión. Si para ajustar este puente se emplea R_3 en vez de R_4 , el dial de C_4 se puede calibrar para que a una frecuencia dada se pueda leer directamente $\tan \delta$.

Un *puente de transformador* (o *puente de relación*) es un puente de medida de corriente alterna destinado a medir impedancias, en el que al menos dos brazos están constituidos por los bobinados con tomas de un transformador, haciendo uso de las relaciones conocidas del número de espiras y pudiendo así tener relaciones de valores fijos. El núcleo del transformador suele ser un toroide porque su flujo magnético de dispersión es pequeño. La figura C7.5 muestra un puente de transformador simple. Cuando el detector indica cero, se cumple $I_1 = I_2$, es decir,

$$\frac{V_1}{Z_x} = \frac{V_2}{Z_s} \rightarrow \frac{Z_x}{Z_s} = \frac{V_1}{V_2} = \frac{n_1}{n_2} \quad (\text{C7.10})$$

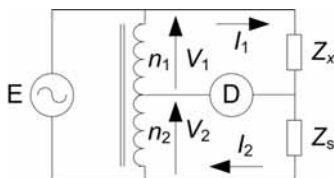


Figura C7.5 Puente de transformador simple.

A diferencia de la relación entre impedancias en un puente clásico, la relación entre el número de espiras (n_1/n_2) será constante con la frecuencia y la temperatura, de forma que se puede deducir el valor de los componentes de Z_x en función de los componentes de una impedancia conocida Z_s y de la relación n_1/n_2 .

Tabla C7.1 Puentes de alterna comunes y sus relaciones de equilibrio. Los brazos están designados según la figura 7.12. El símbolo $||$ indica la conexión en paralelo de dos componentes y el símbolo \oplus indica su conexión en serie. Los componentes ajustables se han indicado con negrita.

Tipo	Z_1	Z_2	Z_3	Z_4	Condiciones de equilibrio
Hay	$R_1 \oplus C_1$	R_2	R_3	$R_x \oplus L_x$	$R_x = \frac{R_1 R_2 R_3 (\omega C_1)^2}{1 + (\omega R_1 C_1)^2}$ $L_x = \frac{R_2 R_3 (\omega C_1)^2}{1 + (\omega R_1 C_1)^2}$
Maxwell-Wien	$R_1 C_1$	R_2	R_3	$R_x \oplus L_x$	$R_x = \frac{R_2 R_3}{R_1}$ $L_x = R_2 R_3 C_1$
Owen	C_1	R_2	$R_3 C_3$	$R_x \oplus L_x$	$R_x = \frac{R_2 C_1}{C_3}$ $L_x = R_2 R_3 C_1$
Wien	R_1	R_2	$R_3 \oplus C_3$	$R_x \oplus C_x$	$R_x = \frac{R_2 (1 + \omega^2 R_3^2 C_3^2)}{\omega^2 R_1 R_3 C_3^2}$ $C_x = \frac{R_1 C_3}{R_2 (1 + \omega^2 R_3^2 C_3^2)}$
Schering	$R_x \oplus C_x$	C_2	R_3	$R_4 C_4$	$R_x = R_3 \frac{C_4}{C_2}$ $C_x = C_2 \frac{R_4}{R_3}$

Bibliografía

General

- [1] C. F. Coombs. *Electronic instrumentation handbook*, 3ª ed. Nueva York: McGraw-Hill, 2000.
- [2] S. Wolf, R. F. M. Smith, *Student reference manual for electronic instrumentation laboratories*, 2ª ed. Englewood Cliffs (NJ, EE.UU.): Prentice Hall, 2004.
- [3] R. A Witte. *Electronic test instruments: analog and digital measurement*, 2ª ed. Englewood Cliffs (NJ, EE.UU.): Prentice Hall, 2002.
- [4] S. Dyer (editor). *Survey of Instrumentation and Measurement*. Nueva York: John Wiley & Sons, 2001.

Conceptos fundamentales. Incertidumbre de las medidas.

- [1] UNE 21302-300. Vocabulario electrotécnico. Medidas e instrumentos de medida eléctricos y electrónicos. Madrid: AENOR, 2004.
- [2] UNE-EN 60359. Instrumentos de medida eléctricos y electrónicos. Expresión de las características de funcionamiento. Madrid: AENOR 2003.
- [3] *Guide to the Expression of Uncertainty in Measurement*. Ginebra (Suiza), ISO 1993, ISBN 92-67-10188-9.
- [4] AA.VV. *Calibration: Philosophy in practice, second edition*. Everett (WA, EE.UU.): Fluke, 1994.

Fuentes de alimentación

- [1] *Understanding linear power supplies. Application Note 1554*. Agilent Technologies, 1997.
- [2] UNE-EN 60086-2:2002. Pilas eléctricas. Parte 2: Especificaciones físicas y eléctricas. Madrid: AENOR 2002.

Multímetros digitales

- [1] El ABC de los multímetros digitales. Fluke Ibérica, 2003.

- [2] AA.VV. *Digital multimeter measurement error series, Application notes AN1389-1, -2, -3*. Agilent Technologies, 2002.
- [3] *Make better rms measurements with your DMM. Application note 1392*. Agilent Technologies, 2002.
- [4] J. Yeager, M.A. Hrusch-Tupte (eds.). *Low level measurements handbook*, 6ª ed. Keithley Instruments, 2004.

Generadores y sintetizadores de señal

- [1] *XYZs of signal sources*. Tektronix, 2005.
- [2] *Pulse parameter definitions*. Technical Note. Agilent, 2001.
- [3] *Direct digital synthesis impact on function generator design*. AN 5, Stanford Research Systems, 1998.

Osciloscopios

- [1] *XYZs of oscilloscopes*. Tektronix, 2001.
- [2] *Fundamentals of digital oscilloscopes and digitizing*. Technical Note, LeCroy.
- [3] *ABCs of probes*. Tektronix, 1998.
- [4] *Probing tutorial*. AN16, LeCroy, 2002.

Frecuencímetros y contadores

- [1] *Fundamentals of electronic counters. Application Note 200*. Agilent Technologies, 1997.
- [2] *Fundamentals of time-interval measurements. Application Note 200-3*. Agilent Technologies, 1997.
- [3] *Understanding frequency counter specifications. Application Note 200-4*. Agilent Technologies, 1997.
- [4] *Measurements with the SR620*. AN 2, Stanford Research Systems, 1998.

Medidores de impedancia

- [1] Hiroshi Haruta. *The impedance measurement handbook*, 2ª ed. Agilent Technologies, 2000, document 5950-3000.
- [2] *About lock-in amplifiers*. AN 3, Stanford Research Systems, 1998.
- [3] B. Hague, T.R. Ford. *Alternating current bridge methods*, 6ª ed. Londres: Pitman Publishing, 1971. ISBN: 0 273 40291 9.

Direcciones de los sitios web de diversos fabricantes que publican notas de aplicación y de producto sobre instrumentos electrónicos:

- Agilent Technologies: www.agilent.com
- Clarke-Hess Communications Research: www.clarke-hess.com
- Fluke: www.fluke.com
- Keithley Instruments: www.keithley.com
- LeCroy: www.lecroy.com
- Rohde Schwarz: www.rohde-schwarz.com
- Stanford Research Systems: www.thinkSRS.com
- Tektronix: www.tek.com
- Yokogawa: www.yokogawa.com/tm

Todas las normas técnicas están sujetas a revisión, por lo que conviene consultar sus ediciones más recientes, ya que suelen incorporar novedades derivadas de los avances de la ciencia y de la técnica. Análogamente, los fabricantes de instrumentos de medida actualizan periódicamente sus notas de aplicación y publican otras nuevas para destacar las prestaciones de sus últimos modelos.

Anexo I. Sugerencias para utilizar este libro

Este libro está escrito para el lector que quiera conocer cómo usar correctamente los instrumentos electrónicos de medida básicos y profundizar en dicho conocimiento conforme va progresando en sus estudios. Los profesionales expertos que lo lean íntegramente, probablemente adviertan que su ritmo de lectura es mucho más rápido al principio que al final de cada capítulo. Los lectores noveles podrían desanimarse innecesariamente si intentaran de entrada leer los capítulos enteros. Aunque quien no tenga experiencia estará probablemente guiado por un experto, para facilitar la tarea de unos y otros se definen en este anexo seis itinerarios de lectura según los conocimientos previos, las necesidades y el interés del lector. Los tres primeros son progresivos, los otros tres cubren temas monográficos transversales. El orden de los temas no tiene porqué ser necesariamente el que se da en cada itinerario. Se supone que el lector conoce los fundamentos del análisis de circuitos lineales.

Itinerario 1 Introducción al laboratorio

Objetivos:

1. Conocer cómo funcionan las fuentes de alimentación, los multímetros digitales, los generadores de funciones y los osciloscopios—analógicos y digitales— de prestaciones básicas.
2. Aprender a medir utilizando correctamente los instrumentos anteriores, evaluar la incertidumbre de sus medidas y expresar los resultados de medida.

Recomendación (apartados):

- Introducción: 1.1, 1.2, 1.3.3, 1.4 y 1.5.
- Fuentes de alimentación: 2.1, 2.3 (primera parte), Cuadro 2.2 y opcionalmente las partes inicial y final de 2.2.1.
- Multímetros digitales: 3.1, 3.2 y 3.5.1.
- Generadores de señal: 4.1 y 4.2 (una selección basada en las figuras 4.1, 4.2, 4.6, 4.7 y 4.9).
- Osciloscopios: 5.1, 5.2, 5.4, 5.5.1, 5.5.2, 5.6 (parte inicial) y 5.7.1 (excepto sondas diferenciales).

Itinerario 2 Laboratorio de circuitos electrónicos

Objetivos:

1. Conocer cómo funcionan los instrumentos necesarios para verificar el funcionamiento de los circuitos analógicos y digitales basados en circuitos integrados.
2. Verificar el funcionamiento de circuitos analógicos y digitales utilizando correctamente los instrumentos anteriores, y expresar los resultados de las medidas.

Requisitos: El amplificador operacional ideal, el comparador de tensión, y las puertas y contadores digitales.

Recomendación (apartados):

- Introducción: 1.1, 1.2, 1.3.3 y 1.5.
- Fuentes de alimentación: 2.1, 2.2.1, 2.3, 2.4, 2.5 y Cuadros 2.2 y 2.6.
- Multímetros digitales: 3.1, 3.2, 3.3, 3.5.1, 3.5.3 y Cuadro 3.4.
- Generadores de señal: 4.1, 4.2 y 4.3.
- Osciloscopios: 5.1, 5.2, 5.3.5, 5.4, 5.5.1, 5.5.2, 5.5.3, 5.5.6, 5.6, 5.7, Cuadro 5.1.
- Frecuencímetros: 6.1, 6.2, 6.3, 6.5 y 6.7.1.
- Medidores de impedancia: 7.1, 7.2, 7.3, 7.4, 7.6 y 7.7.

Itinerario 3 Instrumentación electrónica básica

Objetivos:

1. Conocer las ventajas y limitaciones de los instrumentos electrónicos básicos.
2. Aprender a diseñar un sistema de medida basado en los instrumentos anteriores, que sea robusto frente a interferencias y que tenga que cumplir unos requisitos específicos de incertidumbre con una relación calidad/precio óptima.

Requisitos: El amplificador operacional ideal, el comparador de tensión, las puertas y contadores digitales, y el PLL. Conceptos de media aritmética, variancia y desviación típica.

Recomendación (apartados):

- Introducción: 1.1, 1.2, 1.3.2, 1.3.3, 1.3.4, 1.4 y 1.5.

- Fuentes de alimentación: 2.1, 2.2, 2.3, 2.4, 2.5; Cuadros 2.2, 2.4, 2.6 y 2.7.
- Multímetros digitales: 3.1, 3.2, 3.3, 3.4, 3.5 y Cuadro 3.4.
- Generadores de señal: 4.1, 4.2, 4.3, 4.4 y 4.5.
- Osciloscopios: 5.1, 5.2, 5.3, 5.4, 5.5, 5.6, 5.7 y Cuadro 5.1.
- Frecuencímetros: 6.1, 6.2, 6.3, 6.4, 6.5, 6.6 (opcional) y 6.7.
- Medidores de impedancia: 7.1, 7.2, 7.3, 7.4, 7.5, 7.6 y 7.7.

Itinerario 4 Acondicionamiento de señales

Objetivos:

1. Conocer las funciones y esquemas de bloques para acondicionar las señales que se vayan a digitalizar.
2. Evaluar la incertidumbre en el acondicionamiento de señales en instrumentación electrónica.

Requisitos: El amplificador operacional ideal, el comparador de tensión, las puertas y contadores digitales, y el PLL. Conceptos de media aritmética, variancia y desviación típica.

Recomendación (apartados):

- El convertidor analógico-digital y sus exigencias según el método de conversión: 1.1.1 y 3.3.
- Atenuadores resistivos: 3.4.1.
- Atenuadores compensados: 5.4.1 y 5.7.1.
- Conversión corriente-tensión: 3.4.2.
- Conversión impedancia-tensión: 3.4.3, 7.4 y 7.5.
- Conversión de señal alterna-continua: 3.4.4.
- Acoplamiento en alterna: 5.4.1 (primera parte).
- Detección síncrona: 7.5 (segunda parte).
- Rechazo de interferencias en acondicionadores y convertidores de señal: 3.5.3.
- Modelos de conexión de circuitos: Cuadros 2.6, 3.4 y 5.1.
- Acondicionamiento de señales digitales: 6.3.
- Evaluación de la incertidumbre: 1.3.4 (primera parte), 3.5.2, 6.7.1 y 6.7.3

Itinerario 5 Incertidumbre de las medidas

Objetivos:

1. Conocer las principales fuentes de incertidumbre en los multímetros digitales, osciloscopios, frecuencímetros y medidores de impedancia, y la forma habitual de especificar sus efectos.
2. Aprender a medir utilizando correctamente los instrumentos anteriores, evaluar la incertidumbre de sus medidas y expresar los resultados.

Requisitos: Conceptos de media aritmética, variancia y desviación típica.

Recomendación (apartados):

- Introducción: 1.1.1, 1.2, 1.3.2, 1.3.3, 1.3.4 y 1.5.
- Multímetros digitales: 3.1, 3.2, 3.3 y 3.5.
- Frecuencímetros: 6.1, 6.2, 6.5 y 6.7.
- Medidores de impedancia: 7.1, 7.2 y 7.7.

Itinerario 6 Interferencias en las medidas

Objetivos:

1. Conocer las fuentes de interferencia que afectan a las medidas realizadas con instrumentos electrónicos y las técnicas para reducirlas.
2. Aprender a evaluar las interconexiones entre los instrumentos de medida desde el punto de vista de su inmunidad a las interferencias.

Recomendación:

- La seguridad eléctrica como factor previo a la compatibilidad electromagnética: Cuadro 2.2.
- Tipos de interferencias en las conexiones: Apartado 2.5.
- Tipos de señales de salida según su circuito equivalente: Cuadro 2.6.
- Importancia del sistema de alimentación en el aislamiento respecto a masa: Cuadro 2.5.
- La red eléctrica como fuente de interferencias conducidas: Cuadro 2.7.
- Tipos de circuitos de entrada según su circuito equivalente: Cuadro 3.4.
- Rechazo de interferencias de modo serie y de modo común: Apartado 3.5.3.
- Compatibilidad entre señales e instrumentos: Cuadro 5.1.

Anexo II. Problemas habituales al utilizar instrumentos de medida electrónicos

Los instrumentos de medida se utilizan para diseñar y verificar circuitos, y para comprobar el funcionamiento de equipos y sistemas electrónicos. Cuando los resultados de medida no son los esperados, a veces surge la duda de si el problema está en el sistema o en la medida. Para descartar la segunda posibilidad, es esencial aprender a medir bien, y ello exige ante todo una actitud adecuada. El poeta Alexander Pope dijo que *“algunas personas no aprenderán nunca por la sencilla razón de que lo entienden todo demasiado pronto”*, y es que olvidan algo que ya dijo Tomás de Kempis, un monje medieval: *“si te parece que sabes mucho y entiendes muy bien, ten por cierto que es más lo que ignoras”*. En el extremo opuesto están quienes, abrumados por la complejidad de los instrumentos, intentan no aprender más de lo que les parece imprescindible para salir del paso. Deberían tener en cuenta lo que dijo Marie Curie *“dejamos de temer aquello que se ha aprendido a entender”*.

Los problemas que surgen al utilizar instrumentos de medida electrónicos hay que considerarlos como una oportunidad para aprender. Alguien dijo que *“la experiencia es una maestra dura: primero pone el examen y luego nos da la lección”*. Pero, lógicamente, si no se aplican las lecciones aprendidas, se producen problemas innecesarios. A continuación se dan una serie de consejos cuyo seguimiento puede evitar algunos problemas y ayudar a resolver otros.

Consejos generales sobre el material

1. Comprobar periódicamente el estado de las sondas y cables de conexión, porque su utilización continuada produce rupturas (circuitos abiertos) y cortocircuitos.
2. Desconfiar de las placas de pruebas cuyos contactos empiezan a fallar: puede que el defecto, lejos de estar localizado, sea general.
3. Mantener limpios los contactos en conectores y terminales de conexión: los óxidos metálicos son más aislantes que conductores.
4. Emplear un código de colores para los cables e hilos de conexión: alimentación positiva, masa, alimentación negativa, entrada de señal, salida de señal, conexiones intermedias, etc.

5. Utilizar cables e hilos tan cortos como sea posible.
6. Las sondas de osciloscopio hay que compensarlas antes de cada sesión de trabajo. La compensación no es una operación válida “de por vida” sino que es específica para cada sonda y canal de osciloscopio.

Consejos generales sobre el diseño y su verificación

1. Si se dispone de un simulador de circuitos electrónicos, explorar con él todas las ideas, por atrevidas que sean. Los resultados deben contribuir a ser prudentes cuando los circuitos se monten físicamente.
2. Dibujar siempre el esquema de un circuito antes de montarlo. Los cortocircuitos son inofensivos sobre el papel, pero pueden salir muy caros en circuitos cableados.
3. La tensión máxima que pueden soportar los componentes electrónicos, y en particular los condensadores electrolíticos y los circuitos integrados de tecnología CMOS (analógicos y digitales), es muy limitada. Prever que los transitorios al interrumpir la corriente en una carga inductiva son mucho mayores que la tensión de alimentación del circuito.
4. No tocar los componentes CMOS directamente con los dedos, porque pueden quedar dañados por descargas electrostáticas. Conectar primero la mano a tierra (a través de una resistencia de 1 M Ω , por ejemplo), para drenar las cargas electrostáticas.
5. Disponer los componentes de los circuitos con orden y de forma amigable, dejando accesibles todos los puntos de prueba previstos (cuando menos las entradas y salidas de alimentación y de señal de cada bloque funcional).
6. Estimar el consumo del circuito que se va a probar y limitar la corriente máxima de la fuente de alimentación de acuerdo con dicho consumo.
7. Tener siempre a mano un esquema de bloques del circuito donde se mide y emplearlo como modelo del sistema para estimar el resultado previsto.
8. En los cursos iniciales, dibujar el esquema de bloques del sistema de medida completo, para facilitar la identificación de posibles conexiones incorrectas. Cada instrumento se puede representar por su circuito equivalente de entrada o salida.

9. Conectar los instrumentos de medida antes de conectar la alimentación: si hubiera algún problema grave, en cuanto se conecte la fuente de alimentación quedaría de manifiesto en los instrumentos.
10. Comprobar la polaridad de la fuente de alimentación antes de conectarla al circuito.
11. En las fuentes de alimentación múltiples, comprobar que la tensión y corriente visualizadas corresponden a la salida que se desea utilizar. Si no es posible, comprobar la tensión de salida con un voltímetro antes de conectarla al circuito.
12. Si un circuito se alimenta con dos o más fuentes distintas, conviene conectarlas y desconectarlas simultáneamente. Las fuentes múltiples tienen esta ventaja inherente.
13. No conectar señales a un circuito que no esté alimentado: aplicar siempre primero la tensión de alimentación y luego las señales de entrada; al apagar el circuito, desconectar primero las señales de entrada y después las tensiones de alimentación.
14. No insertar ni sacar un circuito integrado de un circuito que esté alimentado. Apagar antes la tensión de alimentación (después de apagar el generador de señal de entrada).
15. Al medir tensiones, elegir el punto de masa tan próximo como sea posible al otro punto de medida, en particular a alta frecuencia.
16. Si se van a medir tensiones de más de 1 kHz con el osciloscopio, emplear una sonda de tensión divisora, correctamente compensada.
17. En todas las medidas que sean la respuesta a un estímulo o entrada eléctrica, visualizar siempre simultáneamente la entrada y la salida, utilizando el estímulo como señal de disparo.
18. Si un circuito o sistema tiene varias etapas, comprobar primero su entrada y su salida final. Si la entrada es correcta pero la salida no, medir en un punto intermedio; si la señal en ese punto es incorrecta, medir en otro punto intermedio entre él y la entrada; si la señal en aquel primer punto intermedio fuera correcta, medir en un punto intermedio entre él y la salida. Y así sucesivamente hasta identificar la etapa que funciona mal. Si todas las etapas tienen la misma probabilidad de funcionar mal, este método de comprobación “por mitades” exige menos medidas que una comprobación etapa a etapa. Si se sabe que una etapa es más proclive a fallar, comprobar primero ésta.

19. Al analizar el comportamiento de una etapa, comprobar directamente en las patillas de los circuitos integrados que las tensiones de alimentación que reciben son las correctas. Comprobar que la tensión en los bornes de entrada de la placa es adecuada, puede no ser suficiente.
20. Documentar todos los cambios introducidos en el diseño: ¿cuáles son? ¿por qué se han introducido? ¿cuál es el nuevo resultado?

Fuentes de alimentación

- Un circuito conectado a una fuente simétrica no recibe alimentación negativa: no se ha seleccionado el funcionamiento como fuente simétrica sino como dos fuentes independientes (apartado 2.4).
- El circuito (o la carga) conectado a la fuente no reciben la tensión deseada: la masa del circuito no está conectada al borne de salida común de la fuente porque
 - a) No está conectada a ningún punto.
 - b) Está conectada al borne de tierra.
 - c) Se usan dos fuentes de alimentación del mismo instrumento y se presupone—erróneamente—que sus masas están conectadas internamente (apartado 2.4).
- La tensión entregada por la fuente es nula cuando se selecciona una tensión de salida un poco más alta: la corriente límite está ajustada a su valor mínimo (figura 2.7d).
- La tensión entregada por la fuente no aumenta cuando se selecciona una tensión de salida más alta: la corriente límite está ajustada a un valor inferior a la corriente de carga (figura 2.7d).

Multímetros digitales

- La tensión medida es muy inferior a la esperada:
 - a) El voltímetro está acoplado en alterna y la tensión tiene una componente continua importante.
 - b) Se ha conectado el voltímetro en serie con el circuito.
- La tensión entre dos puntos es mayor que la suma de las tensiones medidas entre cada uno de dichos puntos y otros puntos intermedios: el efecto de carga del voltímetro es importante.
- El circuito donde se mide oscila cuando se aplica la sonda del voltímetro: la capacidad de entrada del DMM es demasiado alta. Conectar una

resistencia de unos 100 k Ω en serie con la entrada (y tener en cuenta que habrá una atenuación de un 10 % si la resistencia de entrada es de sólo 10 M Ω).

- La lectura de tensión al medir una señal digital difiere casi un 50 % del valor previsto: el multímetro está acoplado en alterna y no es de verdadero valor eficaz (apartado 3.4.4).
- El valor eficaz de una tensión cambia mucho al cambiar de una a otra escala: el factor de cresta es insuficiente en la escala menor; la lectura correcta es la obtenida en la escala mayor (apartado 3.4.4).
- Al medir una corriente, el resultado es cero: no se ha conectado la corriente al terminal “alto” correspondiente, que es distinto del terminal de medida de tensión (figura 3.5).
- Al medir una corriente, el resultado no parece guardar ninguna relación con el previsto: se ha conectado el amperímetro en paralelo con el circuito (apartado 3.4.2).

Generadores de señal

- El generador da una tensión de salida inferior a la prevista, incluso en la posición de máxima amplitud: está conectado el atenuador de salida.
- El generador da una tensión de salida demasiado grande: el atenuador de salida no está conectado.
- La salida de un amplificador se satura incluso cuando se selecciona la amplitud mínima de salida del generador: se está suponiendo que la amplitud mínima es muy pequeña, cuando a veces es de hasta 200 mV.
- Un amplificador de baja ganancia acoplado en continua se satura incluso cuando la señal alterna de salida del generador es pequeña: la salida del generador puede tener una tensión de desplazamiento (offset) mucho mayor que la señal alterna de salida. La tensión de desplazamiento no se reduce al reducir la salida alterna sino que se controla con un botón distinto.

Osciloscopios

- No se ve nada en la pantalla (y el osciloscopio está en marcha):
 - a) El control de intensidad está en una posición demasiado baja para la iluminación ambiente que hay.
 - b) La amplitud de la señal de disparo es insuficiente.

- c) La señal de disparo está acoplada en alterna y la amplitud de su componente alterna es insuficiente.
- d) El control de posición vertical está fuera del campo de la pantalla.
- e) El nivel de continua de la señal es excesivo: acoplar en alterna.
- La imagen en la pantalla no es estable:
 - a) La fuente de disparo no es ninguna de las señales visualizadas.
 - b) La señal empleada para el disparo tiene mucho ruido superpuesto.
 - c) Se está intentando visualizar dos señales cuyos periodos no son uno múltiplo del otro.
- La respuesta de un circuito a una entrada sinusoidal de baja frecuencia está desfasada y tiene menor amplitud que la prevista: el canal con el que se mide la salida está acoplado en alterna.
- Una señal de baja frecuencia (por ejemplo un electrocardiograma), aparece distorsionada: el canal vertical está acoplado en alterna.
- Una señal que debería ser cuadrada aparece con esquinas redondeadas: la sonda no está bien compensada o el ancho de banda del osciloscopio es insuficiente. Para que una señal cuadrada aparezca como tal, el ancho de banda debe ser por lo menos unas diez veces mayor que la frecuencia fundamental.
- Una señal que se esperaba fuera cuadrada aparece como sinusoidal: el ancho de banda del osciloscopio es insuficiente.
- La frecuencia de la señal observada con un osciloscopio digital es muy inferior a la prevista: la frecuencia de muestreo es demasiado pequeña y se presenta la diferencia entre la frecuencia de muestreo y la de entrada.
- El flanco de subida (o de bajada) de una señal digital rápida es más lento de lo previsto, a pesar de medir con un osciloscopio de alta frecuencia: el tiempo de subida de la sonda es comparable al de la señal.
- No se consigue ver un transitorio: el disparo está en modo automático y el periodo de repetición del transitorio es mayor que el tiempo de barrido más el tiempo de bloqueo.

ANEXO III. ACRÓNIMOS Y SIGLAS USADOS EN ESTE LIBRO

AGC	Automatic Gain Control/control automático de ganancia (CAG).
AF	Audio Frequency/audiofrecuencia.
AM	Amplitude modulation/modulación de amplitud [amplitud modulada].
ANSI	American National Standards Institute
AWG	American Wire Gage/calibre americano para cable.
AWG	Arbitrary Waveform Generator/generador de ondas con forma arbitraria.
BNC	Bayonet Navy Connector/conector BNC.
CAD	Convertidor Analógico-Digital.
CAG	Control Automático de Ganancia.
CDA	Convertidor Digital-Analógico.
CDMA	Code Division Multiple Access/acceso múltiple por división de código.
CEI	Comisión Electrotécnica Internacional.
CIPM	Comité Internacional de Pesas y Medidas.
CMRR	Common-Mode Rejection Ratio/relación de rechazo en modo común.
CRO	Cathode Ray Oscilloscope/osciloscopio de rayos catódicos.
CRT	Cathode Ray Tube/tubo de rayos catódicos.
DDS	Direct Digital Synthesis/síntesis digital directa [de señales].
DMM	Digital MultiMeter/Multímetro digital.
DPM	Digital Panel Meter/medidor de panel digital.
DSO	Digital Storage Oscilloscope/osciloscopio de memoria digital.
DVM	Digital VoltMeter/voltímetro digital.
ESR	Equivalent Series Resistance/resistencia serie equivalente.
FIFO	First In First Out/primero en entrar, primero en salir [método de ordenación].
FM	Frequency Modulation/modulación de frecuencia.
FP	Factor de Potencia.
FSK	Frequency-Shift Keying/modulación por desplazamiento de frecuencia.

GPS	Global Positioning System/sistema de posicionamiento global.
GSM	Global System for Mobile communications/sistema global para comunicaciones móviles.
IEC	International Electrotechnical Commission (CEI en castellano).
ISO	International Organization for Standardization (antes International Standards Organization).
LCD	Liquid Crystal Display/visualizador de cristal líquido.
LED	Light-Emitting Diode/diodo emisor de luz.
LSB	Least Significant Bit/bit menos significativo.
LSD	Lest Significant Digit/dígito menos significativo.
MOV	Metal Oxide Varistor/varistor [resistor variable] de óxido metálico
MSB	Most Significant Bit/bit más significativo.
MTCXO	Mathematical Temperature-Compensated crystal Oscillator/oscilador de cristal compensado matemáticamente en temperature.
NMRR	Normal-Mode Rejection Ratio/relación de rechazo en modo normal.
OCXO	Oven-Controlled crystal Oscillator/oscilador de cristal con termostato.
PARD	Periodic and Random Deviation/desviaciones periódicas y aleatorias.
PEP	Peak Envelope Power/potencia de pico de la envolvente.
PIN	Personal Identification Number/número de identificación personal.
PLL	Phase Locked Loop/lazo (bucle) de enganche de fase.
RAM	Random-Access Memory/memoria de acceso aleatorio.
RBT	Reglamento electrotécnico para Baja Tensión.
RF	Radio Frequency/radiofrecuencia.
RMS	Root Mean Square/valor cuadrático medio.
ROM	Read-Only Memory/memoria de solo lectura.
RTD	Resistive Temperature Detector/detector de temperature resistivo.
RTXO	Room Temperature crystal Oscillator/oscilador de cristal a temperatura ambiente.
SAI	Sistema de Alimentación Ininterrumpida (UPS en inglés).
SI	Sistema Internacional (de unidades).
SMD	Surface Mount Device/dispositivo de montaje en superficie.

SMRR	Series-Mode Rejection Ratio/relación de rechazo en modo serie.
SMT	Surface Mount Technology/tecnología de montaje en superficie.
SR	Slew Rate/pendiente, velocidad de cambio.
SRF	Self Resonance Frequency/frecuencia de autoresonancia.
TCXO	Temperature-Compensated crystal Oscillator/oscilador de cristal compensado en temperature.
THD	Total Harmonic Distortion/distorsión armónica total.
TRC	Tubo de Rayos Catódicos (CRT en inglés).
UPS	Uninterruptible Power System (SAI en castellano).
USB	Universal Serial Bus/bus serie universal.
var	Volt-Ampere-Reactivo.
VCF	Voltage-Controlled Frequency/frecuencia controlada por tensión.
VCO	Voltage-Controlled Oscillator/oscilador controlado por tensión.
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio/relación de onda estacionaria de tensión).
XO	Crystal Oscillator/oscilador de cristal [de cuarzo].

ÍNDICE ALFABÉTICO

- Accionamiento, **139**.
Accuracy, ver exactitud.
 Acoplamiento
 capacitivo, **75, 78, 125**.
 inductivo, **75, 125**.
 por impedancia común, **75, 77**.
 Actuador, **139**.
 Acumulador, **53, 81-82, 92**.
 ADC, ver CAD.
 Admitancia, **201, 255**.
 Aislamiento
 galvánico, **57, 62, 88**.
 óhmico, **57**.
 Ajuste de sensibilidad, **218**.
 Ajuste del
 cero, **20**.
 instrumento, **20**.
 Alcance, **21, 28**.
Alias, ver frecuencias falsas.
Aliasing, ver frecuencias falsas.
Ammeter, ver amperímetro.
 Ampere **50**.
Amperímetro, **133, 278, 297**.
 Amplificador
 de puerta, **168, 186**.
 horizontal, (osciloscopio), **168**.
 vertical (osciloscopio), **70, 179, 183, 201**.
 Analizador de
 impedancia, **256, 274, 276**.
 redes, **261, 278**.
Analog display, ver presentación analógica.
Analog-to-digital converter, ver CAD.
 Ancho de banda de un/a
 instrumento, **207**.
 señal, **207**.
 Apantallamiento, **79, 89**.
 Aparato de clase
 I, **84-85**.
 II, **84**.
 III, **84**.
Apparent power, ver potencia aparente.
 ARB, ver generador de ondas con forma arbitraria.
Arbitrary waveform generator, ver generador de ondas con forma arbitraria.
 Atenuador
 compensado, **179, 198**.
 resistivo, **105**.
 Atenuador en
 frecuencímetro, **217-218, 220-221**.
 multímetro digital, **97, 105-106, 116-117**.
 osciloscopio, **169, 178-180, 198, 203-204**.
Autobalancing bridge, ver puente automático.
 Autocero, **101, 106**.
 Autocomprobación, **235**.
 Autoescalado, **226**.

- Balanced differential input*, ver entrada diferencia equilibrada.
- Balanced differential output*, ver salida diferencial equilibrada.
- Banda de histéresis, 218-221, 243, 246, 249-250.
- Bar graph*, ver barra gráfica.
- Barra gráfica, 13.
- Barrido
retardado, 190.
sincronizado, 187.
- Base de tiempos
doble, 189.
principal, 184, 187-189.
retardada, 189-190.
- Base de tiempos en
frecuencímetros, 223, 226-233, 235-237, 240.
osciloscopios, 184.
- Batería
primaria, 81.
secundaria, 81.
- Beat (method of) measurement*, ver medida por batido.
- Bel, 42.
- Bias*, ver sesgo.
- Bit más significativo, 3.
- Bit menos significativo, 3.
- Blindaje, 89.
- Bloqueo de disparo, 185-186.
- Bucle de enganche de fase, 151.
- Bucle de masa, 77.
- CAD
de aproximaciones sucesivas, 102-104.
- de doble rampa, 100-102.
indirecto, 6.
paralelo, 100.
- Cadena de medida, 8.
- Calibración, 17-20, 22-24, 29, 276.
- Calibration curve*, ver curva de calibración.
- Calibration diagram*, ver diagrama de calibración.
- Calibration*, ver calibración.
- Campo de medida, 15, 21, 110, 206.
- Capacidad de
aislamiento, 88.
medida
máxima, 21.
mínima, 21.
una batería, 81.
- Características de funcionamiento, 15, 21, 24-25.
- Características metrológicas, 21.
- Carga instrumental, 15.
- CDA, 10.
- Ciclo de trabajo, 145.
- Circuito de disparo en
frecuencímetro, 216, 221-222.
osciloscopio, 168, 186-188.
- Circuito de entrada, frecuencímetro, 216-217.
- Circuito de medida de Kelvin, 276.
- Circuito equivalente
paralelo, 258.
serie, 257-258.
- Clase de precisión, 24.
- Class index*, ver índice de clase
- CMRR efectivo, 130.

- CMRR, ver relación de rechazo en modo común.
- Coefficiente de
barrido, **184**.
desviación, **173-174**, **192**.
influencia, **19**.
reflexión, **279**.
sensibilidad, **34**.
temperatura, **70**.
- Common mode rejection ratio*, ver CMRR.
- Common mode voltage*, ver tensión de modo común.
- Common point*, ver terminal de referencia.
- Comparison (method of) measurement*, ver medida por comparación.
- Compatibilidad
electromagnética, **92**.
entre señales e instrumentos, **206**.
- Condensador, circuito equivalente, **262**.
- Condiciones de repetibilidad, **26**, **28-29**.
- Conductancia, **255-256**.
- Conductor de protección, **57**, **84-85**, **89**, **167**, **183**, **217**.
- Conexión
de cargas en paralelo, **255**, **258-259**.
radial de cargas, **76**.
- Confidence level*, ver nivel de confianza.
- Constante de
atenuación, **279**.
fase, **279**.
Josephson, **51**.
propagación, **279**.
tiempo, **41**, **86**, **176**, **185**.
von Klitzing, **51**.
- Constante del instrumento, **17**.
- Contador
con preselector, **236-237**.
recíproco, **242**.
- Contador/temporizador, **214**.
- Control automático de ganancia, **220**.
- Converter*, ver convertidor.
- Convertidor A/D
con retroacción, **99-100**.
paralelo, **3**, **99-100**, **105**, **163**.
integrador, **99-102**, **126**.
ver también CAD.
- Convertidor analógico-digital, ver CAD.
- Convertidor
alterna-continua, **110**, **115**.
corriente-tensión, **106**.
de alterna a valor medio, **111**, **113**.
de corriente alterna, **53**.
de corriente continua, **53**.
de frecuencia, **53**.
- Convertidor digital-analógico, ver CDA.
- Convertidor heterodino, **238-239**.
- Convertidor I/V, ver convertidor corriente-tensión.

Convertidor resistencia-tensión, **108-109**.

Convertidor rms, **110-111**, **113**.

Corrección, **19-20**, **29**, **31-32**.

Corriente

activa, **134**.

de fuga, **77**, **85**.

nominal, **64**, **67-68**.

reactiva, **134**.

Coulomb, **52**.

Coverage, ver factor de cobertura.

Criterio de Nyquist, **155**, **194-195**.

Cuadripolo lineal, **278**.

Curva de

calibración, **17**, **23-24**.

envejecimiento de un oscilador, **224**.

DDS, ver síntesis digital directa.

Delayed sweep, ver barrido retardado.

Deriva, **21**, **214**, **224**.

térmica, **70**, **224**, **226**.

Derivación, en polímetro analógico, **132**.

Derivas de frecuencia, **214**, **224**.

Desbordamiento, ver sobrecarga.

Desfase, **133**, **182**, **190**, **206**, **213**, **233**, **258**.

Desviación, **20**, **106**.

típica de las lecturas, **37**.

típica de precisión, **26**.

Desviaciones periódicas y/o aleatorias, **70**.

Detección coherente, **271**, **276**.

Detección de fase, **271**.

Diagrama de calibración, **17**, **23**, **31**, **120**.

Differential (method of) measurement, ver medida diferencial.

Differential input circuit, ver (circuito de) entrada diferencial.

Differential input, ver entrada diferencial.

Differential output, ver salida diferencial.

Digital display, ver presentación digital.

Digital multimeter, multímetro digital.

Digital voltmeter, ver voltímetro digital.

Digitalizador 2, **157**.

Digital-to-analog converter, ver DAC.

Digitizer, ver digitalizador.

Digitizing rate, ver frecuencia de muestreo.

Diode bridge, ver puente de diodos.

Diodos conectados en antiparalelo, **107**.

Direct (method of) measurement, ver medida directa.

Direct measurement, ver medida directa.

Disparador de Schmitt, **221**.

Disparo externo, **150**, **182**, **187**.

Disparo interno, **187**.

Distorsión armónica, **115-116**.

total, **116**.

DMM con entrada diferencial, **130**.

DMM, ver multímetro digital.

- Drift*, ver deriva.
- DSO, ver osciloscopio digital.
- Dual-slope ADC*, ver CAD de doble rampa.
- Duración de un pulso, 219.
- Duty cycle*, ver ciclo de trabajo.
- Earthed input circuit*, ver (circuito de) entrada puesta a tierra.
- Earthed output circuit*, ver (circuito de) salida puesta a tierra.
- Efecto Boella, 261.
- Efecto de carga, 206.
al medir corriente, 122, 124.
en multímetros, 123-124.
- Efecto de la carga, 68.
- Efecto de la fuente, 68.
- Efecto de paralaje, 11, 176.
- Efecto Hall, 51, 205.
cuántico, 51.
- Efecto Josephson, 51.
- Electron beam oscilloscope*, ver osciloscopio de rayos catódicos.
- Enfoque electrostático, 167, 172.
- Enfoque, en TRC, 172.
- Ensayo, 10, 139, 182.
- Entrada
asimétrica, 3, 138.
diferencial, 3, 130, 138, 208, 210.
diferencial equilibrada, 138.
flotante, 138, 210.
puesta a tierra, 204, 208.
seudodiferencial, 138.
simétrica, 65-66, 72, 75, 167, 188, 217.
- Envejecimiento de un oscilador, 224, 226, 242.
- Equivalent-time sampling*, ver muestreo en tiempo equivalente.
- Error
absoluto, 27-28.
absoluto referido al fondo de escala, 28.
fortuito, 29.
relativo, 28.
sistemático, 25, 27-29, 31.
- ESR, ver resistencia equivalente serie.
- Estabilidad, 21, 98.
- Exactitud, 25-27.
- Factor de
acoplamiento, 267.
calidad Q , 256, 260, 265-266, 277.
cobertura, 17, 24, 37, 242-243.
corrección, 29, 114-115.
cresta, 112, 117, 135.
disipación D , 256, 258, 263.
dispersión, 267.
distorsión, 116.
extensión de escala, 96.
forma, 112-113.
modulación de amplitud, 145, 220, 240.
potencia, 66-67, 133, 135, 256.
- Fall time*, ver tiempo de bajada.
- Farad, 52.
- Fase de una impedancia, 264.
- Feedback converter*, ver convertidor A/D con retroacción.
- Fibrilación, 83.
- Figuras de Lissajous, 184, 191.

Filtro de red, 89.

Flash converter, ver convertidor A/D paralelo.

Floating input circuit, ver (circuito de) entrada flotante.

Floating output circuit, ver (circuito de) salida flotante.

Floating output, ver salida flotante.

Fluctuaciones de eventos periódicos, 214, 226, 232.

Fluctuaciones de la tensión de alimentación, 53, 70, 92.

Fluctuaciones del potencial de referencia, 167.

Fluctuaciones estadísticas, 30, 36, 38.

Foldback protection, ver protección por corriente recurrente.

Forma (de expresión)

absoluta, 21-22.

fiduciaria, 21-22, 28.

relativa, 21-22.

Four-terminal measurement, ver medida con cuatro hilos.

Frecuencia de muestreo, 193-196.

Frecuencias falsas, 194.

Frecuencímetro, 185, 213.

Frequency counter, ver frecuencímetro.

Frequency counter/timer, ver contador/temporizador.

Frequency retrace, ver variación de frecuencia al reconectar.

Fuente, 9-10.

Fuente de alimentación, 10, 53.
con detección local, 63.

con detección remota, 63-64.

conmutada, 62, 66-67.

doble, 65, 72.

doble simétrica, 65, 72, 75.

estabilizada, 53-55.

lineal, 57, 62-63, 65.

Fuente de

corriente, 55, 64-65, 67, 69.

potencia constante, 55.

tensión, 54, 60, 62, 67-70, 86.

Fuente de disparo, 182, 187, 197.

Galvanómetro, 93, 131-132.

Generador de

audiofrecuencia, 140.

barrido, en osciloscopio, 168,
184, 191, 194.

datos, 149.

funciones, 140, 201.

miras de TV, 140.

ondas con forma arbitraria, 157.

palabras digitales, 140, 149.

pulsos, 148.

radiofrecuencia, 140.

señal, 9, 139.

señales de microondas, 140.

Ground loop, ver bucle de masa.

Grounded input circuit, ver (circuito de) entrada puesta a tierra (masa).

Grounded output circuit, ver (circuito de) salida puesta a tierra (masa).

Grounded output, ver salida puesta a tierra.

Grupos de utilización, 24.

- Henry, **52**.
- Hold off (time, control)*, ver bloqueo de disparo.
- Hum*, ver zumbido.
- Immitancia, **256, 271**.
- Impedancia
 característica, de línea de transmisión, **279**.
 de aislamiento, **71, 88**.
 de salida, **60, 64, 69, 78, 108, 158, 207, 221, 270**.
 interna, en generador de funciones, **147**.
- Impedancímetro, **256**.
- Incertidumbre de
 disparo, **243-247**.
 medida, **16, 17, 27, 30-33, 38-39, 46**.
 medida en frecuencímetros, **242, 244, 246, 249**.
 medida en multímetros digitales, **94, 116-117, 124-125**.
- Incertidumbre en modo
 frecuencia, **245**.
 intervalo de tiempo, **248**.
 periodo, **247**.
- Incertidumbre instrumental
 absoluta, **20, 31**.
 al medir impedancia, **257, 276**.
 de funcionamiento, **20**.
 en frecuencímetros, **241**.
 en impedancímetros, **277**.
 en multímetros, **116**.
 intrínseca, **20**.
- Incertidumbre intrínseca del midiendo, **15**.
- Incertidumbre típica, **27, 242**.
- Indicación, **11, 17, 19-21, 29**.
- Indicating (measuring) instrument*, ver instrumento indicador.
- Índice de clase, **24**.
- Indirect (method of) measurement*, ver medida indirecta.
- Indirect measurement*, ver medida indirecta.
- Inductancia, **201, 265-267, 275, 278, 281**.
 mutua, **79**.
 pura, **254**.
- Inductor, circuito equivalente, **265-267**.
- Instrumento
 de medida, **9, 206-208**.
 generador, **9**.
 indicador, **9, 10**.
 visualizador, **9**.
- Integrador Miller, **184**.
- Interference*, ver interferencia.
- Interferencia, **1, 63, 75-80, 90, 95, 125-130, 187, 262, 266**.
- Interferencia de modo
 común, **125-130, 181**.
 serie, **89, 99, 101-102, 125-130**.
- Interpolación, **156-157, 163, 195**.
- Intervalo de
 cuantificación, **4**.
 medida, **21**.
- muestreo, **196**.
- señal, **196**.

Intrinsic uncertainty, ver incertidumbre intrínseca.

Inversor, 53, 92.

Inverter, ver Inversor.

Isolation capacitance, ver capacidad de aislamiento.

Isolation impedance, ver impedancia de aislamiento.

Isolation resistance, ver resistencia de aislamiento.

Jitter, variación de frecuencia a corto plazo, 214, 226, 243.

LCR meter, ver medidor LCR.

Leakage current, ver corriente de fuga.

Least significant bit, ver LSB.

Lectura aberrante, 38.

Ley de Ohm, 106, 110, 125, 253, 268.

Ley de propagación de la incertidumbre, 33-35, 39, 243, 245, 247, 250.

Limitador, 221.

Límite de la incertidumbre, 22, 24.

Límite de precisión, 26.

Line regulation, ver regulación de línea.

Línea de retardo, en osciloscopios, 181.

Linear power supply, ver fuente de alimentación lineal.

Load effect, ver efecto de la carga.

Load regulation, ver regulación de carga.

Logómetro, 14.

Longitud de registro, 194.

LSB, 3, 6.

Magnitud de influencia, 19, 21-24.

Magnitud suministrada, 9, 70.

Material measure, ver medida materializada.

Measurand, ver mensurando.

Measurement compatibility, ver medidas compatibles.

Measurement method, ver método de medida.

Measurement procedure, ver procedimiento de medida.

Measurement standard, ver patrón (de medida).

Measuring chain, ver cadena de medida.

Measuring instrument, ver instrumento de medida.

Measuring range, ver campo de medida.

Medida, 1.

diferencial, 14-15.

directa, 13, 17, 19.

directa única, 17, 19, 32-33, 116-118.

indirecta, 13, 33.

materializada, 9, 50, 139.

Medida con cuatro hilos, 109, 124.

Medida de

anchura de pulsos, 235, 248.

desfase, 182, 190, 216, 233.

frecuencia directa, 227, 231.

frecuencia indirecta, 230-232, 247.

intervalo de tiempo, 6, 190, 219, 231, 233, 248, 250, 252.

periodo, 229.

- relación de frecuencias, 228, 247.
- Medida por
batido, 15, 238.
cero, 15.
comparación, 14-15.
desviación, 268, 272.
detección de cero, 15, 257, 273.
detección de nulo, 15, 257, 273.
observaciones repetidas, 33,
36, 38, 252.
resonancia, 15, 275.
sustitución, 14, 137.
- Medidas compatibles, 16.
- Medidas diferenciales con osci-
loscopio, 183, 203, 205.
- Medidor LCR, 256, 271, 277.
- Medidor RLC, 256, 271, 277.
- Medidor rms térmico, 111.
- Medir, 8.
- Mejor medida, 15.
- Memory length*, ver longitud de
registro.
- Mensurando, 15.
- Método de medida, 13.
- Método del divisor de tensión,
123, 268.
- Método I-V, 269, 271.
- Modo de disparo, 188.
- Modo de funcionamiento, en un
generador de funciones, 144,
158.
- Modos de adquisición, en oscilos-
copios, 196.
- Modos de disparo, en osciloscopio
digital, 197.
- Módulo de una impedancia, 268.
- Most significant bit*, ver bit más
significativo.
- MSB, ver bit más significativo.
- Muestreo
aleatorio, 163.
en tiempo equivalente, 163, 195.
repetitivo secuencial, 164-165,
170, 195-197.
- Multímetro digital, 93.
- Nanovoltímetro, 95.
- Neper, 42.
- Network analyzer*, ver analizador
de redes.
- Nivel de confianza, 16-18, 29, 37,
39, 40, 117, 242, 250.
- NMRR, ver relación de rechazo
en modo normal.
- Noise*, ver ruido.
- Normal mode rejection ratio*, ver
relación de rechazo en modo
normal.
- Núcleo de
aire, 262, 265-267.
hierro, 266.
- Null (method of) measurement*,
ver medida por detección de
cero.
- Ohm, 50-51.
- Ohmic isolation*, ver aislamiento
óhmico.
- Ondulación, 57, 70.
- Ondulador, 53.
- Oscilador, 100, 139-140, 142-144,
215-217, 220, 223-226.

- Oscilador con compensación matemática de la temperatura, 225.
- Oscilador controlado por tensión, ver VCO.
- Oscilador de
 - cristal compensado en temperatura, 224, 300.
 - cristal de cuarzo, 151, 153, 217, 223.
 - rubidio, 226.
- Oscilador de transferencia, 238, 240.
- Oscilador principal en un generador de funciones, 142-143, 146.
- Oscilloscope probe*, ver sonda para osciloscopio.
- Osciloscopio
 - analógico, 161.
 - digital, 162.
- Osciloscopio de
 - dos haces, 165, 181.
 - muestreo directo, 163, 196-197.
 - muestreo en tiempo equivalente, 163, 195.
 - muestreo repetitivo, 163.
 - rayos catódicos, 161.
- Output impedance*, ver impedancia de salida.
- Overload*, ver sobrecarga.
- Overshoot*, ver sobrepasamiento.
- Parámetros de dispersión S , 280.
- Parámetros h , 278.
- Patrón de
 - medida, 50.
 - referencia, 50.
 - trabajo, 50.
- Patrón primario, 50-51.
- Patrón secundario, 50.
- Peak envelope power*, ver potencia de pico de la envolvente.
- Performance*, ver prestaciones.
- Periodic and/or random deviations, ver desviaciones periódicas y/o aleatorias.
- Periodómetro, 214-215.
- Periodo de un pulso, 148.
- Phase Locked Loop*, ver PLL.
- Picoamperímetro, 95.
- Pila, 54, 81.
- Pinza amperimétrica, 107.
- Píxel, 163, 194, 196-197.
- Plena carga, 66, 68.
- PLL, ver bucle de enganche de fase.
- Polímetro analógico, 93, 94, 131.
- Postaceleración, en TRC, 170, 174.
- Potencia
 - aparente, 67, 134.
 - de la envolvente, 136.
 - de pico de la envolvente, 136.
 - de pulso, 136.
 - fluctuante, 134.
 - instantánea, 133, 136.
 - media, 134, 136, 137.
 - reactiva, 134.
 - real, 67, 134.
 - útil, 134.
- Power supply*, ver fuente de alimentación.

- Power-line filter*, ver filtro de red.
- Precisión, 25-27, 31.
- Precision*, ver precisión.
- Predivisor, 238, 242.
- Prescaler*, ver predivisor.
- Preselector
- aritmético, 236.
 - de entrada, 237.
 - de registro, 236.
- Presentación
- analógica, 9, 11-12.
 - digital, 11-12, 94, 190, 227.
- Prestaciones de un instrumento, 11, 21.
- Probe*, ver sonda.
- Procedimiento de medida, 13.
- Protección por corriente constante, 61.
- Protección por corriente recurrente, 61.
- Puente automático, 257, 274.
- Puente de
- alterna, 269.
 - comparación, 282.
 - diodos, 58.
 - Hay, 282.
 - inversión, 282.
 - Maxwell-Wien, 282-283.
 - Owen, 282-283.
 - relación, 282.
 - Schering, 282-283.
 - transformador, 282.
 - Wien, 144, 282-283.
- Puerta en un frecuencímetro, 216-217, 223.
- Puerta, armado de, 232.
- Pulse power*, ver potencia de pulso.
- Pulso, 148, 150, 157.
- Pulso doble, 150.
- Quantity, ver magnitud.
- Quantization interval*, ver intervalo de cuantificación.
- Quantization noise, ver ruido de cuantificación.
- Random error*, ver error aleatorio.
- Random sampling*, ver muestreo aleatorio.
- Rango de medida, 20-21.
- Rango dinámico, 221-222.
- Rated current*, ver corriente nominal.
- Rated voltage*, ver tensión nominal.
- Ratio meter*, ver logómetro.
- Reactancia, 254, 256-257.
- Reactancia equivalente, 257, 261.
- Reading*, ver valor leído.
- Reciprocal counter*, ver contador recíproco.
- Record length*, ver longitud de registro.
- Recta de calibración, 24.
- Rectificación síncrona, 271.
- Rectificador de
- media onda, 57, 113-114.
 - onda completa, 57-58, 132.
- Redondeo, 39, 46-47.
- Reflexión en cables, 202, 207.
- Regla de Gauss, 46.
- Regulación de
- carga, 68.
 - línea, 68.
- Regulador conmutado, 55-56, 62.
- Regulador lineal, 55, 58-59.

- Rejilla, en TRC, 171-172.
- Relación de onda estacionaria de tensión, 279.
- Relación de rechazo en modo normal, 127.
- serie, 127.
- común, 128-130, 204.
- Reloj atómico, 50.
- Rendimiento, 55, 57-58, 268.
- Repeatability*, ver repetibilidad.
- Repetibilidad, 26-29.
- Representación
- cartesiana, 254.
 - polar, 254-255.
 - rectangular, 254-255.
- Resistencia, 51.
- Resistencia de aislamiento, 88, 129.
- Resistencia de salida de la fuente, 68.
- Resistencia equivalente, 35, 257.
- serie, 258, 261, 264.
- Resistencia Hall, 51, 205.
- Resistencia interna de la fuente, 123.
- Resistor, circuito equivalente, 260-262.
- Resolución, 9, 99, 180, 206.
- en una indicación digital, 12, 94, 96, 120, 241-242, 245.
 - en un frecuencímetro, 218, 222, 227, 230-232, 238, 241-242.
- Resolution*, ver resolución.
- Resonance (method of) measurement*, ver medida por resonancia.
- Resultado de una medida, 16, 19, 29-30, 46.
- Retícula, en TRC, 176.
- Ripple*, ver rizado.
- Rise time*, ver tiempo de subida.
- Rizado, 57, 59-60, 62-63, 70, 178.
- Rms value*, ver valor eficaz.
- Root mean square value*, ver valor eficaz.
- Ruido
- de cuantificación, 4-5, 117.
 - de pulsos, 31, 36.
 - térmico, 30, 36.
- Salida
- asimétrica, 90.
 - desequilibrada, 91.
 - diferencial, 90-91, 167, 181, 210.
 - diferencial equilibrada, 91.
 - flotante, 90, 141, 147, 210.
 - puesta a tierra, 90-91.
 - seudodiferencial, 90.
- Sampling interval*, ver intervalo de muestreo.
- Sampling oscilloscope*, ver osciloscopio de muestro.
- Sampling rate*, ver frecuencia de muestreo.
- Schmitt trigger*, ver disparador de Schmitt.
- Segundo, 50.
- Selector dc/ac, en frecuencímetro, 217-218.
- Selector dc/ac, en osciloscopio, 178, 217.
- Selector de disparo, 188.
- Sensibilidad del instrumento, 17.

- Sensibilidad en tensión, 222.
Sensitivity, ver sensibilidad.
 Sensor, 8.
 Señal
 analógica, 2, 6, 8, 102.
 asimétrica flotante, 209.
 con formato paralelo, 1-2.
 con formato serie, 1-3.
 digital, 2, 8, 98.
 eléctrica, 1, 8, 139.
Series equivalent resistance, ver resistencia equivalente serie.
Series mode rejection ratio, ver relación de rechazo en modo serie.
Series mode voltage, ver tensión de modo serie.
 Sesgo, 26-27.
 Settling time, ver tiempo de establecimiento.
Shield, ver blindaje.
Shunt, 106.
Single-ended input, ver entrada asimétrica.
Single-ended output, ver salida asimétrica.
 Síntesis de frecuencia
 directa, 152, 154.
 indirecta, 153.
 Síntesis digital directa, 151, 153-154, 157.
 Sintetizador de frecuencia, 144, 150-151.
 Sistema AWG de designación de cables, 87.
 Sistema de alimentación ininterrumpida (SAI), 92.
 Sistema de desviación
 horizontal, 167, 181, 184, 191.
 vertical, 167, 176.
 Sistema Internacional, 40.
 Sistema métrico de designación de cables, 87.
Slew rate, ver velocidad de cambio.
 SMRR, ver relación de rechazo en modo serie.
 Sobrecarga, 61, 73-74, 94-95, 135.
 Sobrepasamiento de un pulso, 149, 160, 201.
 Sonda de
 corriente, 205.
 tensión activa, 204.
 tensión pasiva, 198.
 Sonda para osciloscopio, 198.
Source effect, ver efecto de la fuente.
Span, ver intervalo de medida.
Substitution (method of) measurement, ver medida por sustitución.
 Susceptancia, 255-256.
Sweep coefficient, ver coeficiente de barrido.
Sweep generator, ver generador de barrido.
Sweep rate, ver velocidad de barrido.
Switched power supply, ver fuente de alimentación conmutada.
Systematic error, ver error sistemático.
 Telurómetro, 96.

Temperature-compensated crystal oscillator, TCXO, 224-226.

Tensión de

aislamiento, 105, 210.

modo aislado, 91, 210-211.

modo común, 78, 88, 90-91, 125, 128-130, 203-204, 206, 208-211.

modo serie, 125.

Tensión nominal, 67, 69, 82.

Terminal de referencia, 167, 183.

Termopar, 104, 111, 137.

Termopila, 111, 136-137.

Test, ver ensayo.

Thermocouple, ver termopar.

Threshold, ver umbral.

Tiempo de

bajada de un pulso, 148.

calentamiento, 70.

establecimiento, 149, 160.

puerta, 214, 217, 226-227, 229-232, 238, 241-242, 246-248, 252.

subida de un pulso, 148, 177.

transición de un pulso, 150.

Time base, ver base de tiempos.

Total harmonic distortion, ver distorsión armónica total.

Totalización, 227.

Traceability, ver trazabilidad.

Transducer, ver transductor.

Transductor, 1, 8, 98.

Transductor de medida eléctrica, 98.

Transformador, 57-59, 62, 71, 77, 80, 88, 132, 267.

Transformador, circuito equivalente, 267-268.

Trazabilidad, 16.

TRC, ver tubo de rayos catódicos.

Trigger error, ver incertidumbre de disparo.

Trigger uncertainty, ver incertidumbre de disparo.

Trigger, ver disparo.

True rms value, ver verdadero valor eficaz.

Tubo de rayos catódicos, 161, 170.

Typical uncertainty, ver incertidumbre típica.

Umbral, 95, 187, 221-222, 243, 250.

Uncertainty, ver incertidumbre.

Unidad

básica, 40.

de medida, 16, 30, 40, 46.

derivada, 40, 43-44, 48.

Uninterruptible power supply, ver sistema de alimentación ininterrumpida.

Unión Josephson, 51.

Update rate, ver velocidad de actualización.

Valor

convencionalmente verdadero, 27-28.

de referencia, 25-26, 28, 42, 45.

eficaz, 110-116, 222, 243-245.

fiduciario, 22, 24, 117.

leído, 17, 31, 36.

medido, 16, 31-33, 35-36, 38-39, 46.

medio, 8, 26, 36, 38, 111-115.

- no perturbado, 15.
 real, 25, 177.
 rms, ver valor eficaz.
 Variación, 19-20, 23, 31.
 Variación de frecuencia al reconectar, 224.
 Variancia de precisión, 26.
 Variancia experimental de las lecturas, 37.
 Varistor, 105, 107.
 Vármetro, 134.
 Vatímetro, 96, 133, 135-137.
 Vatímetro industrial, 133.
 Vatímetro RF, 136-137.
 VCF, 145-146.
 VCO, 145, 146, 151-154, 240-241.
 Velocidad de
 actualización, 163.
 barrido, 182, 184-185, 189-190.
 cambio, 6, 111, 113.
 medida, 96, 216.
 Veracidad, 26-27, 31.
 Verdadero valor, 25-26, 29, 31.
 Verdadero valor eficaz, 112, 115.
 Verificación de calibración, 20, 31.
 Volt, 50-51.
Voltage controled oscillator, ver VCO.
 Voltage controlled frequency, ver VCF.
Voltage divider, ver divisor de tensión.
Voltage standing wave ratio, ver relación de onda estacionaria de tensión.
Voltaje burden, ver efecto de carga al medir corriente.
 Voltamperímetro, 134.
 Voltímetro
 de RF, 137.
 digital, 9, 23, 180.
 vectorial, 96.
 VSWR, ver Relación de onda estacionaria de tensión.
Warm-up time, ver tiempo de calentamiento.
 Watt, 51.
Waveform interval, ver intervalo de señal.
Yield, ver rendimiento.
 Zumbido, 70.